

공학석사 학위논문

다목적 최적화 기법을 이용한 절연형
양방향 DC-DC 컨버터의 변압기 최적
설계

Multi-objective Design Optimization of
Transformer for Bidirectional DC-DC
Converters

울 산 대 학 교 대 학 원
전기전자컴퓨터공학과
임 태 영

다목적 최적화 기법을 이용한 절연형 양방향 DC-DC 컨버터의 변압기 최적 설계

지도 교수 최성진

이 논문을 공학석사학위 논문으로 제출함

2023년 12월

울산대학교 대학원
전기전자컴퓨터공학과
임태영

임 태 영의 공학석사학위 논문을 인준함

심사위원장 전 태 원 인

심사위원 최 성 진 인

심사위원 박 재 현 인

울 산 대 학 교 대 학 원

2023년 12월

[국문 요약]

다목적 최적화 기법을 이용한 절연형 양방향 DC-DC 컨버터의 변압기 최적 설계

울산대학교 대학원
전기전자컴퓨터공학과
임 태 영

최근 배터리 에너지 저장 시스템(BESS)과 같은 양방향 전력전달 시스템에 대한 수요가 증가함에 따라, 양방향 컨버터가 인기를 얻고 있다. 또한 해당 시스템들은 높은 전압과 전압변환 비를 사용하는 특성 상 변압기를 이용한 절연형 설계가 필요하며 그에 대한 연구가 활발히 이루어지고 있다. 하지만, 도출된 설계 변수 조합을 바탕으로 양방향 동작 시퀀스에 따른 전체적인 에너지 효율에 대한 추가적인 최적화 연구가 필요하나 관련연구는 많이 이루어지지 않고 있다.

본 논문은 절연형 양방향 컨버터의 자성소자 부피와 전체적인 컨버터 손실을 최적화하기 위한 다목적 최적화 설계 알고리즘을 제안한다. 이는 시스템 부피 저감 및 양방향 에너지 전달효율을 높이기 위한 배터리 연계형 컨버터에 주안점을 두었다. 제안 알고리즘의 경우 비지배 정렬 유전 알고리즘-II를 이용한 다목적 최적화를 통해 자성소자 부피와 컨버터 전력 손실을 최적화한 200개의 설계 후보군을 도출하고, PLECS 연동 시뮬레이션을 통하여 제안된 컨버터 디자인이 적용된 회로를 통해 양방향 전력 효율 분석과 배터리 충, 방전 시퀀스에 따른 에너지 효율 분석을 진행하여 단일 최적화 설계치를 결정한다. 이는 기존의 최적화 설계와 달리, 최적화 설계 과정에서 시스템의 에너지 효율까지 분석할 수 있는 장점이 있다.

제안된 알고리즘을 검증하기 위해, 20W급 양방향 2-스위치 포워드 컨버터를 사용한 배터리 셀 균등화 회로, 12.5kW급 DAB 컨버터를 사용한 차량용 배터리 팩 충방전기의 두 가지 종류의 컨버터 설계를 분석하였다. 종래의 설계방식과 제안된 알고리즘을 통해 제작된 컨버터의 자성소자 부피와 손실 비교를 시뮬레이션을 통해 검증하였다. 또한, 기존 설계방식 및 제안한 알고리즘을 통해 제작한 20W급 배터리 균등화 회로

하드웨어를 실제 구현하여 하드웨어 부피와 컨버터 전력 및 에너지 손실을 비교하였다. 결과적으로 제안된 알고리즘으로 설계한 컨버터는 부피가 저감되고 컨버터 전력 및 에너지 효율이 증가하였다. 따라서 제안된 기술은 배터리의 충방전이 요구되는 절연형 양방향 시스템에 매우 유용한 알고리즘이 될 것으로 판단된다.

주요어 : 절연형 양방향 DC-DC 컨버터, 다목적 최적화 알고리즘, Non-dominated sorting genetic algorithm-II (NSGA-II), 컨버터 최적 설계

목 차

국문 요약	i
목 차	iii
그림 목차	v
표 목차	vii
1. 서론	1
1.1 연구 배경 및 필요성	1
1.2 연구 목표 및 내용	4
1.3 논문 구성	5
2. 기존 변압기 설계 및 다목적 최적화 설계 방식	6
2.1 시행착오 변압기 설계 방식	6
2.1.1. Area product (A_p) 설계 방식	6
2.1.2. Core geometry coefficient (K_{gfe}) 설계 방식	9
2.2 다목적 최적화 알고리즘을 사용한 변압기 설계 방식	13
2.2.1. 유전 알고리즘을 사용한 변압기 최적화 설계 방식	13
2.2.2. 기존 변압기 설계 방식의 한계	17
3. 제안하는 다목적 최적화 설계 알고리즘	21
3.1 다목적 최적화 설계 알고리즘	21
3.1.1. 제안하는 변압기 설계 방식 개요	21
3.1.2. 비지배 정렬 유전 알고리즘-II (NSGA-II)	24
3.2 다목적 최적화 설계 적용 예시	28
3.2.1. 20W급 배터리 균등화 회로용 변압기 최적 설계	28
3.2.2. 12.5kW급 차량용 배터리 팩 충방전기용 자성소자 최적 설계	45
4. 설계 결과 및 검증	61
4.1. 20W급 배터리 균등화 회로용 변압기 설계	61

4.1.1. 20W급 배터리 균등화 회로용 변압기 설계 결과	61
4.1.2. 20W급 배터리 균등화 회로용 변압기 설계 검증	63
4.2 12.5kW급 차량용 배터리 팩 충전방전기용 자성소자 설계	68
4.2.1. 12.5kW급 차량용 배터리 팩 충전방전기용 자성소자 설계 결과	68
4.2.2. 12.5kW급 차량용 배터리 팩 충전방전기용 자성소자 설계 검증	69
5. 결론 및 향후과제	74
5.1 결론	74
5.2 향후과제	75
참 고 문 헌	76
ABSTRACT	79

그림목차

그림 2.1 EE 코어 형상도	7
그림 2.2 A_p 방식을 이용한 변압기 설계 방식 흐름도	8
그림 2.3 최대 자속밀도와 변압기 총 손실 관계	11
그림 2.4 2-스위치 포워드 컨버터에 인가된 변압기 1차 Volt-sec 예시	11
그림 2.5 K_{gfe} 방식을 이용한 변압기 설계 방식 흐름도	12
그림 2.6 문헌 [11]의 변압기 최적화 설계 흐름도	16
그림 2.7 각기 다른 변압기 사양에 따른 밸런싱 전류 비교	18
그림 2.8 양방향 동작에 따른 밸런싱 전류 비교	20
그림 3.1 본 논문에서 제안하는 변압기 다목적 최적화 설계 흐름도	23
그림 3.2 비지배 정렬 개념도	27
그림 3.3 균집 거리 정렬 개념도	27
그림 3.4 양방향 배터리 균등화 회로 컨버터 구조	30
그림 3.5 배터리 균등화 회로 컨버터 동작 파형	31
그림 3.6 듀티에 따른 평균 인덕터 전류 변화	32
그림 3.7 계산된 배터리 균등화 회로 파레토 전선	36
그림 3.8 배터리 균등화 회로용 변압기 자기회로 모델	38
그림 3.9 배터리 균등화 회로 전력 효율 시뮬레이션을 위한 PLECS 회로	39
그림 3.10 배터리 균등화 회로 에너지 효율 시뮬레이션 PLECS 회로	40
그림 3.11 배터리 균등화 회로 파레토 전선 전력 효율 시뮬레이션 결과	42
그림 3.12 N_p, B_m 에 대한 변압기 코어 선정 A_p 포인트	44
그림 3.13 배터리 팩 충방전기 컨버터 구조	46
그림 3.14 배터리 팩 충방전기 컨버터 파형	46
그림 3.15 배터리 전압상태에 따른 기준 위상천이	49
그림 3.16 계산된 배터리 팩 충방전기 파레토 전선	54
그림 3.17 배터리 팩 충방전기 자기회로 간략화 모델	57
그림 3.18 배터리 팩 충방전기 전력 효율 시뮬레이션을 위한 PLECS 회로	58
그림 3.19 배터리 팩 충방전기 에너지 효율 시뮬레이션을 위한 PLECS 회로	58
그림 4.1 설계된 변압기 테스트 샘플	62
그림 4.2 배터리 균등화 회로 실험 장비 구성	64

그림 4.3 배터리 균등화 회로 전력 효율 실험 결과	65
그림 4.4 배터리 균등화 회로 에너지 효율 실험 전력 효율 변화 추이	67
그림 4.5 배터리 팩 충방전기 HILS 실험 구성	70
그림 4.6 HILS 시뮬레이션 구성	71
그림 4.7 배터리 팩 충방전기 에너지 효율 HILS 실험 파형	73

표 목차

표 2.1	각기 다른 변압기 사양에 따른 컨버터 효율 비교	18
표 2.2	양방향 동작에 따른 컨버터 효율 비교	20
표 3.1	배터리 균등화 회로 컨버터 설계치	31
표 3.2	배터리 균등화 회로 비지배 정렬 유전 알고리즘-II 세팅	36
표 3.3	배터리 균등화 회로 에너지 효율 시뮬레이션 결과	43
표 3.4	K_{gfe} 방식 배터리 균등화 회로용 변압기 설계 결과	43
표 3.5	제안된 배터리 균등화 회로용 변압기 설계 결과	43
표 3.6	TDK 페라이트 EE형상코어 규격에 따른 A_e , A_{cw} , A_p	44
표 3.7	배터리 팩 충방전기 컨버터 사양	47
표 3.8	배터리 팩 충방전기 비지배 정렬 유전 알고리즘-II 세팅	54
표 3.9	배터리 팩 충방전기 K_{gfe} 방식 변압기 설계 변수	60
표 3.10	배터리 팩 충방전기 에너지효율 시뮬레이션 결과	60
표 4.1	배터리 균등화 회로 변압기 테스트 샘플 설계 변수	62
표 4.2	배터리 균등화 회로 실험을 위한 파라미터 구성	64
표 4.3	배터리 균등화 회로 에너지 효율 실험 결과	67
표 4.4	배터리 팩 충방전기 변압기 테스트 샘플 설계 변수	68
표 4.5	배터리 팩 충방전기 HILS 파라미터 구성	70
표 4.6	배터리 팩 충방전기 전력 효율 HILS 실험 결과	70
표 4.7	배터리 팩 충방전기 에너지 효율 HILS 실험 결과	73

1. 서론

1.1 연구 배경 및 필요성

최근 전 세계적으로 탄소 중립 정책에 의해 전기자동차(Electric Vehicle, EV), 배터리 에너지 저장 시스템(Battery Energy Storage System, BESS)와 같은 배터리 응용 산업에 관한 연구가 증가하고 있다[1], [2]. 배터리 응용 시스템의 특징은 더욱 긴 동작시간과 많은 가용 에너지를 저장하기 위해 큰 용량의 배터리를 사용하며 그로 인해 큰 용량의 배터리를 빠른 시간 안에 충전하기 위해 높은 전압의 배터리를 이용한다[3]. 따라서 변압기를 통해 높은 전압 변환 비를 보다 손쉽게 달성할 수 있고, 변압기에 의한 절연으로 인해 높은 전압으로부터 안전성을 갖는 절연형 DC-DC 컨버터가 활발히 사용되고 있다[4].

또 다른 배터리 응용 시스템의 특징으로는 양방향 전력전달이 있다. 태양광 발전과 연계된 BESS에서는 해가 떠있는 동안 PV패널로부터의 에너지를 전력계통에 전달함과 동시에 배터리를 충전하고 해가 저문 동안에 배터리에 저장된 에너지를 사용하는 양방향 전력전달 방식을 가진다. 그리고 EV의 Vehicle to Grid (V2G), Vehicle to Vehicle(V2V), Vehicle to Load (V2L) 기술은 EV 배터리에 저장된 에너지를 다시 전력계통으로 반환하여 그에 따른 경제적 이득을 취하게 하거나, 다른 EV로 전달하여 해당 차량을 충전하거나, 각종 부하에 전달하여 EV를 이동형 저장장치로서 사용가능하게 한다[5]. 따라서 배터리 응용 시스템에서의 절연형 양방향 DC-DC 컨버터의 역할은 점점 그 비중이 커지고 있다.

DC-DC 컨버터는 성능 요구사항과 제약조건 선정에 따라 경우에 따라서는 불필요하게 많은 설계치의 조합을 가지며, 추가적인 부피나 전력손실을 발생시킬 수 있다. 따라서 DC-DC 컨버터 설계에 최적화 알고리즘을 적용해 주어진 제약 조건을 모두 충족함과 동시에 설계 목표함수들을 최소화 하는 설계 변수를 선정 가능하게 하는 최적화 설계가 활발히 연구되어 왔다. 이러한 최적설계방법은 1970년대 항공 우주 산업 분야에서 DC-DC 컨버터의 무게와 그 손실을 줄이는 데부터 시작했다 [6]. 이와 마찬가지로 배터리 응용 분야는 큰 부피의 배터리 팩으로 인해 한정된 공

간으로 인한 전력 변환 시스템의 부피 축소와 손실 감소를 통한 전력 전달 효율을 상승시키기 위해 최적화 설계가 적용되어야 하는 분야로서 중요하다.

DC-DC 컨버터 최적화는 좁게는 변압기 최적화와 같은 개별소자의 최적화부터, 컨버터와 연결된 에너지 저장장치 설계 사양과 더불어 전체적인 컨버터 수동소자 및 자성소자를 최적화하는 다양한 최적화 방식이 존재한다. 전술한대로, 문헌[6]은 비선형 최적화 프로그래밍 방식인 Sequential unconstrained minimization technique (SUMT)을 통해 컨버터의 손실과 각종 소자를 포함한 무게를 최적화했으며, 문헌 [7]은 문헌 [6]의 SUMT 계산 복잡성을 해소하기 위해 Augmented Lagrangian (ALAG) penalty function을 사용하여 컨버터의 손실과 무게를 최적화한 바 있다. 문헌 [8]은 컨버터의 전력밀도를 최적화하기 위해 최소 손실을 갖는 변압기의 최적 에너지 출력을 계산하는 알고리즘을 제안하여 변압기의 부피와 컨버터 손실을 최적화하였다. 하지만 위의 문헌들은 목적함수 간의 상충관계를 분석할 수 없거나, 설계 단계에서 상충관계 분석을 penalty function에 의존해, 변수 설정에 따라 최적화 결과가 불안정할 수 있는 단점을 갖고 있다.

이러한 단점을 극복하기 위해 문헌 [9]는 다목적 최적화 알고리즘 Particle swarm optimization (PSO)을 적용하여 컨버터의 손실을 최소화하기 위해 인덕터, 캐패시터를 최적화한다. 문헌 [10]은 박형 변압기의 부피와 손실을 최소화하기 위해 변압기의 철손, 동손을 비롯하여 선간 캐패시턴스 등 모든 손실 요소를 분석하여 최적화 설계하였으며, 문헌 [11]은 문헌 [10]의 변압기 상충관계 분석을 포함한 DAB 컨버터의 모든 상충관계를 고려한 설계변수 선정을 통해 Genetic algorithm (GA)를 적용하여 컨버터의 손실과 변압기 부피를 최적화한다. 문헌 [12]는 문헌 [9], [10]의 PSO, GA 알고리즘을 결합해 2단계 최적화 설계를 진행하였다. 하지만 종래의 최적화 설계는 한계를 가지고 있다. 최적화 알고리즘의 목적함수는 손실 및 부피만이 아닌 최적 설계된 변수들이 하드웨어의 제어성을 확보하도록 컨버터 자체 특성을 고려한 제어 목적함수를 추가하여 3차원 최적 설계를 해야할 필요가 있다. 이는 컨버터의 단일 동작지점 설계의 단점과 연결된다. 첫째, 다수의 컨버터 설계 논문은 컨버터의 듀티를 고정 변수로 설계하나, 이는 컨버터의 다양한 동작점에 대한 부피 및 손실의 상충관계 분석을 잃게 한다. 또한, 양방향 어플리케이션의 동작

에 따른 양방향 전력 효율 분석과 배터리와 같은 에너지 저장장치 응용에 중요한 동작에 따른 에너지 효율에 대한 고려가 미흡하다는 단점이 존재한다.

1.2 연구 목표 및 내용

본 논문은 양방향 DC-DC 컨버터의 변압기 설계에 다목적 최적화 알고리즘을 적용하여 시스템 부피와 전력 손실 및 에너지 손실을 최소화를 목적으로 다룬다. 여기서는 3장과 4장의 연구 목표 및 연구 내용에 대해 간략히 서술한다.

- 양방향 동작 제어를 고려한 변압기 설계 기법

기존의 변압기 설계 방식은 컨버터의 단일 동작지점만을 고려한 설계와 양방향 전력전달에 대한 고려가 미흡한 단점이 존재한다. 컨버터의 벡 모드, 부스트 모드 동작에 대한 효율은 서로 상이하기 때문에 목표하는 동작에 대한 효율 최적화가 요구된다. 본 논문은 비지배 정렬 유전 알고리즘-II (NSGA-II) 다목적 최적화 알고리즘을 변압기 설계 방식에 적용하여, 컨버터의 다양한 동작지점을 분석하고 그에 따른 컨버터 제어성, 양방향 효율, 변압기 부피를 최적화 하는 기법을 제안한다.

- 컨버터의 동작 프로파일을 고려한 변압기 설계 기법

기존의 변압기 설계 방식 및 다목적 최적화 설계 방식은 실제 컨버터의 동작을 고려하지 않고 제어가 없는 상태를 고려하여 설계한다. 따라서 변압기 설계단계에서 분석한 손실과 같은 요소가 실제 하드웨어 실험단계에서 차이를 보이는 단점이 존재한다. 본 논문의 다목적 최적화 설계 알고리즘은 MATLAB에서 구성한 다목적 최적화 변압기 설계 알고리즘을 PLECS 전력전자 시뮬레이션과 연동한다. 다목적 최적화 설계 알고리즘 단계에서 도출된 변압기의 최적설계 후보군을 컨버터 시뮬레이션에 적용하여, 실제 동작 프로파일을 바탕으로 컨버터의 전력 효율과 에너지 효율을 분석하여 단일 최적 변압기 설계를 선정하는 기법을 제안한다.

1.3 논문구성

본 논문 구성은 다음과 같이 구성된다.

2장에서는 양방향 DC-DC 컨버터용 변압기 설계를 위해 기존에 제안된 설계 방식을 소개하고 각 설계 방식에 대한 문제점을 제시한다.

3장에서는 기존 설계 방법의 문제점을 해결하기 위해 본 논문에서 선택한 비지배 정렬 유전 알고리즘-II를 이용한 새로운 변압기 최적화 설계 알고리즘을 소개한다. 제안하는 알고리즘을 적용한 변압기 최적화 설계 방식을 2-스위치 포워드 컨버터를 사용한 20W급 배터리 균등화 회로와 이중 능동 브릿지 (DAB) 컨버터를 사용한 12.5kW급 차량용 배터리 팩 충방전기를 예시로 들어 설명한다.

4장에서는 3장에서 제안한 변압기 설계 방식을 가지고 20W급 배터리 균등화 회로용 변압기 및 12.5kW급 차량용 배터리 팩 충방전기용 변압기와 인덕터 최적화 설계 예시를 통해 어떻게 변압기를 설계하였는지 구체적으로 설명하였고 기존 변압기 설계 방식과 제안하는 변압기 설계 방식의 코어 부피, 전력 효율, 에너지 효율을 비교하였다. 그리고 20W급 배터리 균등화 회로 시스템과 12.5kW급 차량용 배터리 팩 충방전기를 각각 하드웨어와 HILS 시뮬레이션을 구성하여 검증한다.

5장에서는 논문의 내용을 정리하고 결론과 향후과제를 도출한다.

2. 기존의 변압기 설계 방식

2.1 시행착오 변압기 설계 방식

2.1.1 Area product (A_p) 설계 방식

일반적으로 변압기 설계를 위해 가장 간단하고 실용적인 방법으로 Area product (A_p)를 사용하는 설계 방식이 있다. A_p 변압기 설계 방식은 변압기의 전력 처리 능력과 허용 가능한 코어 손실에 의해 자성체 코어의 크기가 결정된다는 기본 개념을 활용한다. 문헌 [13]에서 A_p 는 식 (2.1)과 같이 유효 코어 단면적 Effective cross-sectional area (A_e)와 창 단면적 Core window area (A_{cw})의 곱으로 정의된다.

$$A_p = A_e A_{cw} \quad (2.1)$$

A_e 는 변압기 코어 내에서 자속이 통과하는 실제적인 면적이며 코어 재료의 특성, 코어 형상 및 권선 배치와 같은 요소에 영향을 받으며, A_{cw} 는 변압기 내에서 권선을 감을 수 있는 총면적을 나타낸다. EE 코어의 변압기 형상과 그에 따른 A_e 와 A_{cw} 는 그림 2.1에 나타난다. A_p 값이 높을수록 코어 단면적과 창 면적이 크며, 이는 더 높은 코어의 자속 밀도와 전력 처리 능력을 허용함과 동시에 변압기 코어의 포화 없이 더 높은 전력을 처리할 수 있다. 그에 따른 A_p 방식의 코어 선택 기준은 식 (2.2), (2.3)과 같이 나타난다.

$$A_{p,ref} = \frac{P_{tot} \cdot 10^4}{B_m f_{sw} J K_f K_u} (cm^4) \quad (2.2)$$

$$A_p = A_e A_{cw} \geq A_{p,ref} \quad (2.3)$$

식 (2.2)에서 P_{tot} 은 변압기가 처리할 총 전력의 크기, B_m 는 코어의 최대 동작 자속

밀도, f_{sw} 는 스위칭 주파수, J 는 전류 밀도, K_f 및 K_u 는 과형 인자 및 창 면적 활용 인자이다. 식 (2.3)을 활용하면 설계 요구사항에 맞추어 간단하게 변압기를 제작할 수 있지만, A_p 값 자체만으로는 변압기의 전력 처리 능력을 완전히 파악할 수 없다. 변압기의 전력 손실은 크게 철손과 동손으로 나뉘어 있으나, 해당 수식은 유효자속 길이와 권선 형식에 따른 허용 철손 및 동손 크기의 고려가 미흡하다. A_p 를 사용한 변압기 설계 방식 흐름도는 그림 2.2에 나타난다.

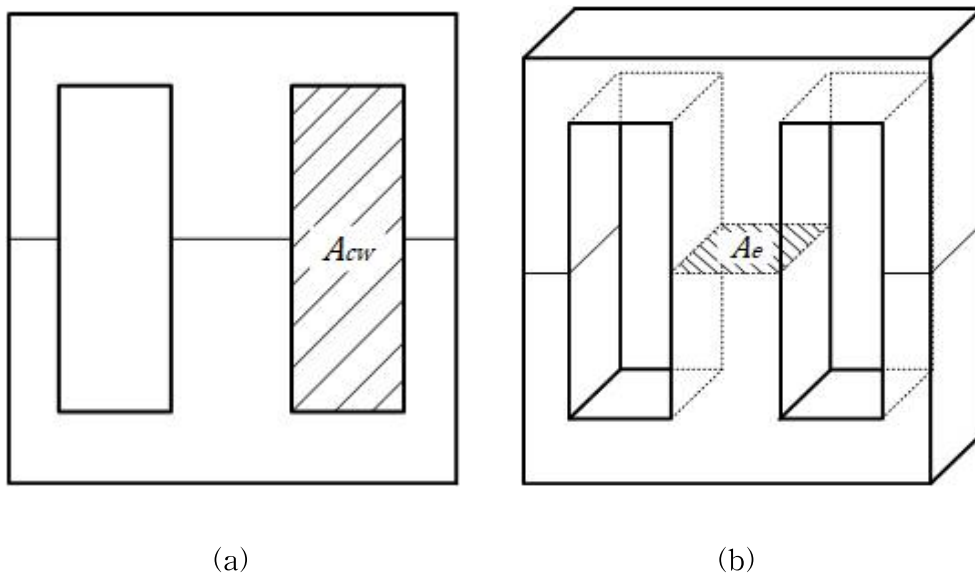


그림 2.1. EE 코어 형상도: (a) 창 단면적; (b) 코어 유효 단면적.

Fig. 2.1. EE core geometry: (a) core window area; (b) core effective cross-sectional area.

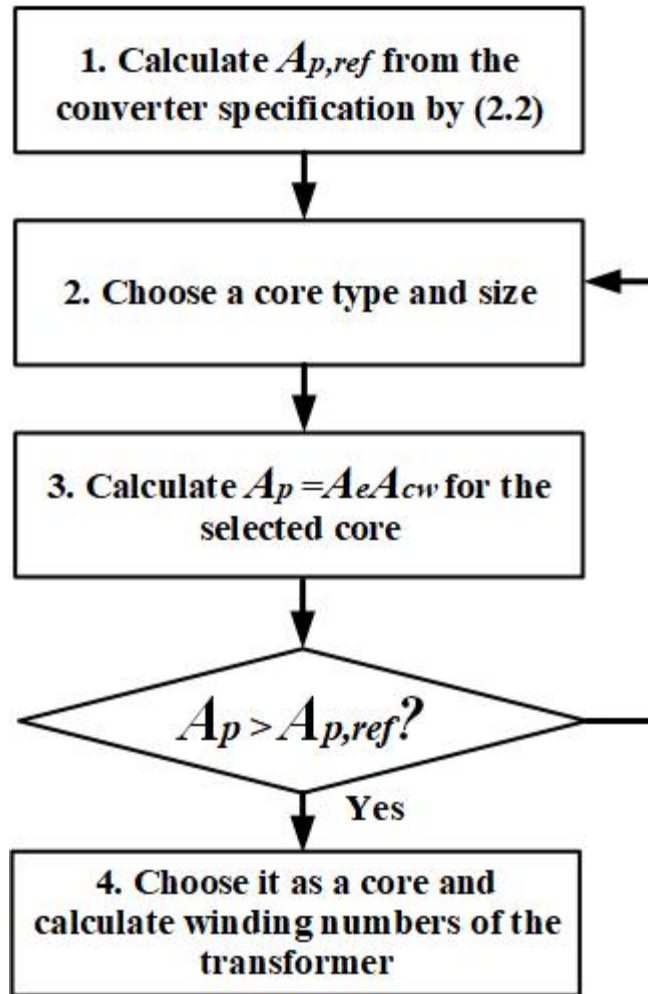


그림 2.2. A_p 방식을 이용한 변압기 설계 방식 흐름도.

Fig. 2.2. A_p based transformer design flow chart.

2.1.2 Core geometry coefficient (K_{gfe}) 설계 방식

문헌 [14]에 소개된 Core geometry coefficient (K_{gfe})를 기반으로 하는 변압기 설계 방식은 A_p 를 이용한 변압기 설계 방식을 확장하여 변압기 코어 선택 조건에서 변압기 손실의 최적화를 포함하는 방법으로, 총 손실을 최소화하는 조건을 탐색하여 최적의 변압기 설계를 달성하는 것을 목표로 한다. 변압기 손실은 크게 철손과 동손으로 이루어져 있으며, 변압기의 최대 자속 밀도에 따라 철손과 동손의 상충관계에 따라 변압기 총 손실이 결정된다. 최대 자속 밀도와 변압기 총 전력손실의 관계는 그림 2.3에 나타난다.

변압기의 총 전력손실을 최소화하기 위한 최대 자속밀도를 구하기 위해 먼저 식 (2.4)을 도출할 수 있다.

$$\frac{dP_{tot}}{d(\Delta B)} = \frac{dP_{fe}}{d(\Delta B)} + \frac{dP_{cu}}{d(\Delta B)} = 0 \quad (2.4)$$

여기서 P_{tot} 는 변압기의 총 전력손실, P_{fe} 는 변압기의 철손, P_{cu} 는 변압기의 동손, ΔB 는 변압기의 자속밀도 변화량을 나타낸다. 최대 자속 밀도에 따른 철손 및 동손 변화량은 식 (2.5), (2.6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{dP_{fe}}{d(\Delta B)} = \beta K_{fe} (\Delta B)^{\beta-1} A_{cw} l_m \quad (2.5)$$

$$\frac{dP_{cu}}{d(\Delta B)} = -2 \left(\frac{\rho \lambda_1^2 I_{tot}^2}{4K_u} \right) \left(\frac{MLT}{A_e A_{cw}^2} \right) (\Delta B)^{-3} \quad (2.6)$$

여기서 β 는 자성체 Steinmetz 설계 변수 중 자속밀도 지수, K_{fe} 는 철손계수, l_m 은 코어의 유효 자속경로 길이, ρ 는 구리의 저항률, λ_1 은 인가된 1차 Volt-sec, I_{tot} 은 변압기의 총 전류, K_u 는 코어 창 단면적 활용계수, MLT 는 변압기에 감긴 권선 한 바퀴의 평균 길이이며 λ_1 는 그림 2.4에 빗금 친 면적으로 나타난다. 식 (2.5)와 (2.6)를 식 (2.4)에 대입하면 변압기 총 손실을 최소화할 수 있는 최대 자속 밀도를 구할

수 있다.

$$\Delta B = \left[\frac{\rho \lambda_1^2 I_{tot}^2}{2K_u} \frac{(MLT)}{A_e A_{cw}^3 l_m} \frac{1}{\beta K_{fe}} \right]^{\left(\frac{1}{\beta+2}\right)} \quad (2.7)$$

식 (2.7)을 식 (2.4)와 함께 정리하면 변압기의 총 손실을 나타내는 식 (2.8)을 얻을 수 있고 이를 정리하면 식 (2.9)처럼 나타난다.

$$P_{tot} = [A_{cw} l_m K_{fe}]^{\left(\frac{2}{\beta+2}\right)} \left[\frac{\rho \lambda_1^2 I_{tot}^2}{4K_u} \frac{(MLT)}{A_e A_{cw}^2} \right]^{\left(\frac{\beta}{\beta+2}\right)} \left[\frac{\beta - \left(\frac{\beta}{\beta+2}\right)}{2} + \frac{\beta \left(\frac{2}{\beta+2}\right)}{2} \right] \quad (2.8)$$

$$\frac{A_{cw} A_e^{(2(\beta-1)/\beta)}}{MLT_m^{(2/\beta)}} \left[\frac{\beta - \left(\frac{\beta}{\beta+2}\right)}{2} + \frac{\beta \left(\frac{2}{\beta+2}\right)}{2} \right]^{-\left(\frac{\beta+2}{\beta}\right)} = \frac{\rho \lambda_1^2 I_{tot}^2 K_{fe}^{2/\beta}}{4K_u (P_{tot})^{\beta}} \quad (2.9)$$

식 (2.9)의 좌변에 있는 항은 코어 기하 형태에 의존하며, 우변에 있는 항은 설계 사항에 따른 변수 (λ_1 , I_{tot} , K_u , P_{tot}) 및 원하는 코어 재료 성질(K_{fe} , β)에 의존한다. 따라서 식 (2.9)의 좌변은 식 (2.10)과 같이 K_{gfe} 으로 정의될 수 있으며, 우변은 식 (2.11)과 같이 코어 선정 조건으로 정의할 수 있다.

$$K_{gfe} = \frac{A_{cw} A_e^{(2(\beta-1)/\beta)}}{MLT_m^{(2/\beta)}} \left[\frac{\beta - \left(\frac{\beta}{\beta+2}\right)}{2} + \frac{\beta \left(\frac{2}{\beta+2}\right)}{2} \right]^{-\left(\frac{\beta+2}{\beta}\right)} \quad (2.10)$$

$$K_{gfe} \geq K_{gfe.ref} = \frac{\rho \lambda_1^2 I_{tot}^2 K_{fe}^{(2/\beta)}}{4K_u (P_{tot})^{\beta}} \quad (2.11)$$

해당 수식을 통해 K_{gfe} 를 변압기 설계 과정에 활용함으로써 설계자는 구리 손실과 코어 손실 간의 균형을 고려하여 변압기의 성능을 최적화할 수 있다. K_{gfe} 를 사용한 변압기 설계 흐름도는 그림 2.5에 나타난다.

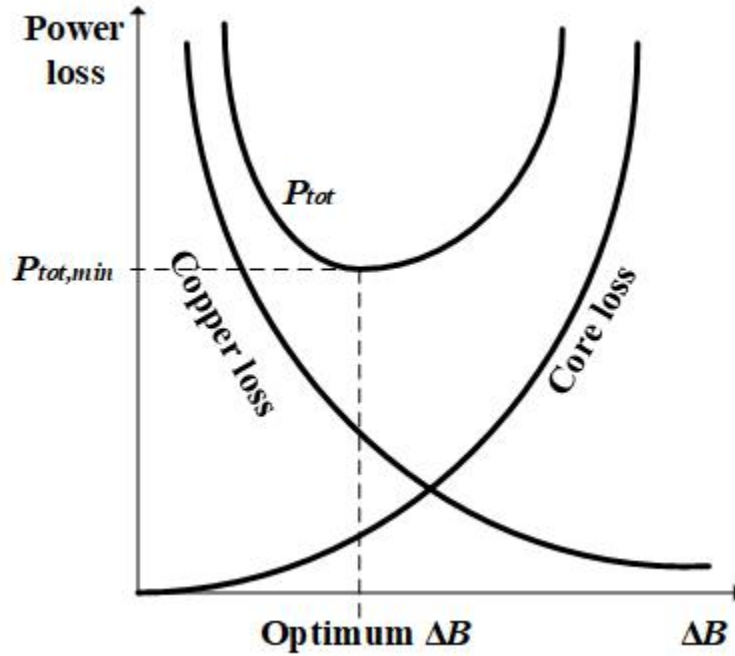


그림 2.3. 최대 자속밀도와 변압기 총 손실 관계.

Fig. 2.3. Relationship between maximum flux density and total power loss of the transformer.

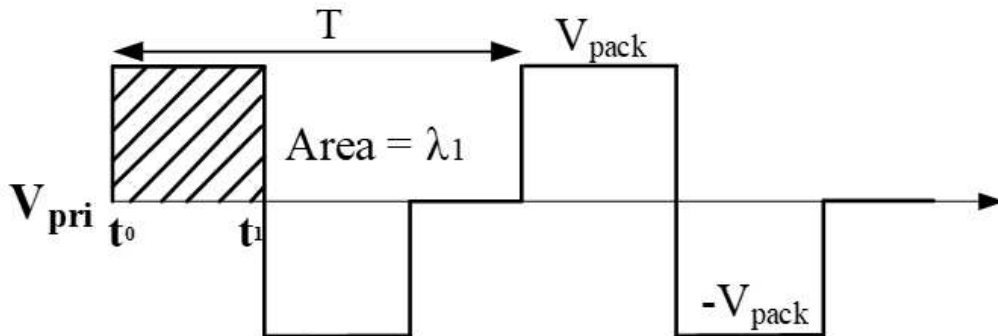


그림 2.4. 2-스위치 파워드 컨버터에 인가된 변압기 1차 Volt-sec 예시.

Fig. 2.4. Example for the applied Volt-sec of the primary of the transformer of the 2-switch forward converter.

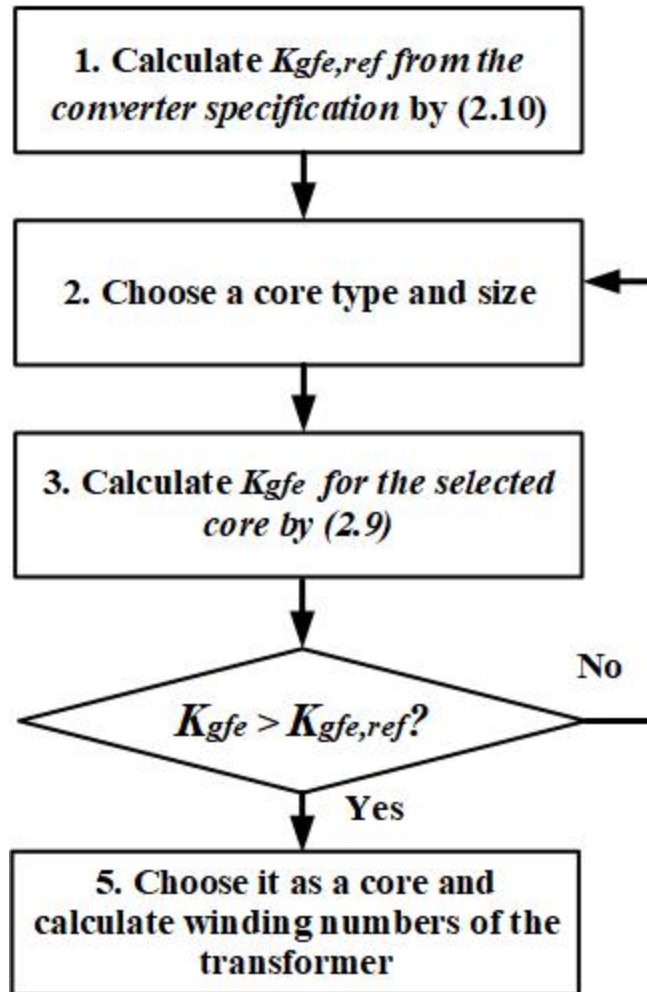


그림 2.5. K_{gfe} 방식을 이용한 변압기 설계 방식 흐름도.

Fig. 2.5. K_{gfe} based transformer design flow chart.

2.2 다목적 최적화 알고리즘을 사용한 변압기 설계 방식

2.2.1 유전 알고리즘을 사용한 변압기 최적화 설계 방식

다목적 최적화 알고리즘을 이용하게 되면 변압의 부피 및 손실을 한 번에 최적화할 뿐만 아니라 변압기 설계 조건식을 만족시키기 위한 A_e 와 A_{cw} 를 일일이 대입할 필요 없이 설계 가능하다는 장점이 있다. 문헌 [11]에서 재생 에너지 시스템용 이중 능동 브릿지 컨버터와 그에 따른 평면 변압기 최적화 설계 방법을 자세하게 설명하고 있다. 문헌에 따르면 유전 알고리즘(Genetic Algorithm, GA)를 통해 최소화하고자 하는 식 (2.12)의 목적함수 집합을 식 (2.13)의 설계 변수를 변화시킴에 따라 최적화할 수 있다.

$$\min[P_{total}, V_{total}, T_{total}] \quad (2.12)$$

$$X_{dab} = [f_{sw}, N_3, J_2, J_3, cs, k_{dc}]^T \quad (2.13)$$

여기서 식 (2.12)의 P_{tot} 는 컨버터의 총 손실, V_{tot} 는 수동 소자의 총 부피, 그리고 T_{tot} 는 컨버터의 총 온도상승을 나타낸다. 식 (2.13)의 f_{sw} 는 스위칭 주파수, N_3 는 2차 측 권선 수, J_2 와 J_3 는 각 권선에 대한 전류 밀도, cs 는 코어 형상 및 크기, k_{dc} 는 코어 스택 수이다. 그리고 식 (2.13)의 설계 변수들을 이용하여 목적함수 결과값을 계산하기 위한 아래의 변압기 설계 및 손실 관련 식들을 계산 후, 그 결과를 파레토 전선에 업데이트 한다. 이중 능동 브릿지 컨버터의 정격출력은 다음과 같이 계산된다.

$$P = \frac{nV_2V_3\phi(\pi - |\phi|)}{2\pi^2 f_{sw} L_{l1}} \quad -\pi < \phi < \pi; \quad n = \frac{N_2}{N_3} \quad (2.14)$$

여기서 n 은 변압기의 권선 비, V_2, V_3 은 각각 변압기 1,2차 측의 전압, ϕ 는 컨버터의 정격위상천이 값, f_{sw} 는 컨버터의 동작주파수, L_{l1} 은 1차 측에 연결된 직렬 인덕턴

스 값, N_2, N_3 는 각각 변압기 1,2차 측의 권선 수를 나타낸다. 컨버터 정격 출력 P , 변압기 1차 측, 2차 측 전압 V_2 와 V_3 , 그리고 변압기 1차 측 직렬 인덕턴스 $L_{\Omega 1}$ 는 고정된 값이다. 변수 조합에 따라 컨버터의 정격 위상 천이 값 ϕ 는 변화한다. 변압기의 철손을 계산하기 위한 개선된 일반적 Steinmetz 손실공식은 다음과 같이 계산된다.

$$P_{fe, tr} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} K_{fe} \left| \frac{dB(t)}{dt} \right|^\alpha (\Delta B)^{(\beta-\alpha)} dt \quad (2.15)$$

여기서 T_s 는 컨버터의 동작주기, K_{fe}, α, β 는 코어의 Steinmetz 계수를 나타낸다. Dowell의 공식을 이용한 모든 주파수 성분 h 에 대한 동손은 다음과 같이 계산된다.

$$P_{cu} = R_{dc} \sum_{h=1}^{\infty} k_{ph} I_h^2 \quad (2.16)$$

$$k_{ph} = \frac{R_{ac}}{R_{dc}} = \sqrt{h} \Delta_p \left[\frac{\sinh(2\sqrt{h} \Delta_p) + \sin(2\sqrt{h} \Delta_p)}{\cosh(2\sqrt{h} \Delta_p) - \cos(2\sqrt{h} \Delta_p)} + \frac{2}{3}(m^2 - 1) \frac{\sinh(\sqrt{h} \Delta_p) + \sin(\sqrt{h} \Delta_p)}{\cosh(\sqrt{h} \Delta_p) - \cos(\sqrt{h} \Delta_p)} \right] \quad (2.17)$$

여기서 R_{dc}, R_{ac} 는 구리선의 dc 및 ac 저항성분을 나타내고, I_h 는 각 주파수성분에 따른 전류, Δ_p 는 투과율, m 은 구리선의 층수를 나타낸다. 변압기의 표면온도상승은 다음과 같이 계산된다.

$$\Delta T = \left(\frac{P_{tot} - Tr}{A_s h_{coef}} \right) \quad (2.18)$$

여기서 $P_{tot} - Tr$ 은 변압기의 총 손실, A_s 는 변압기 코어의 표면적, h_{coef} 는 공기를 통한 대류 열전달 계수이며 $10 W/m^2 \text{ } ^\circ\text{C}$ 로 나타난다.

문헌의 최적화 설계 방식에서는 유전 알고리즘을 사용하여 식 (2.14)로 구한 ϕ 를 통해, 변압기 1차 측, 2차 측의 전류를 계산하고, 그에 따라 계산된 전력을 통해

유효한 변압기 코어의 크기를 구할 수 있다. 다음으로 계산된 변압기 코어 크기 및 전류를 바탕으로 변압기의 철손과 동손, 온도 상승을 계산한다. 유전 알고리즘은 루프를 거듭하며 Pareto front에 가장 최소화된 부피, 손실, 온도 상승을 설계할 수 있는 설계 변수를 도출해 낸다. 이를 요약하여 그림 2.6에 간략화한 변압기 설계 흐름도를 정리해두었다.

문헌 [11]에서 언급한 바와 같이 이러한 다목적 최적화 알고리즘 기반 변압기 설계 방법은 직접 설계 변수를 변경할 필요 없이 빠르게 최적 디자인 값을 찾을 수 있으나, 해당 문헌에는 변압기 및 컨버터의 양방향 동작에 대한 효율과 실제 동작에 대한 에너지 효율이 고려되어 있지 않다. 셀 균등화 회로나 양방향 충방전기 같은 배터리 응용 시스템은 정격출력상태에 오래 머물러 있지 않고, 부하 요구에 따라 컨버터 출력이 상이하며 배터리의 정전류-정전압 충전과 같이 제어 특성에 따라 전력 사용량이 달라지기 때문에 실제 양방향 컨버터의 동작 프로파일에 맞춘 효율 최적화가 요구된다. 따라서 본 논문에서는 기존 변압기 설계 방식 및 다목적 최적화 변압기 설계의 단점을 해결하기 위해 새로운 최적화 설계 알고리즘을 제안한다.

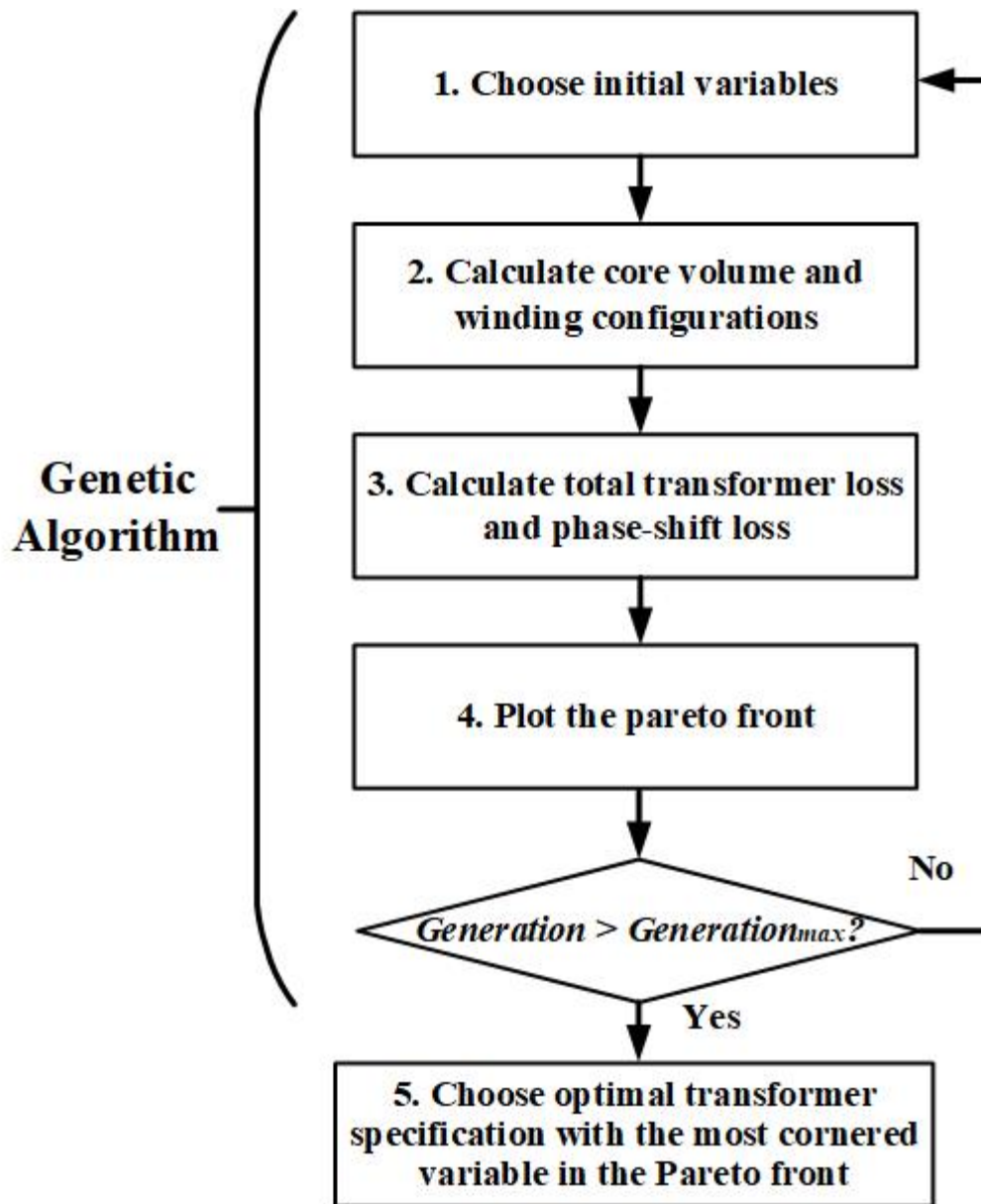


그림. 2.6. 문헌 [11]의 변압기 최적화 설계 흐름도.

Fig. 2.6. Design optimization of the transformer flow chart [11].

2.2.2 기존 변압기 설계 방식의 한계

문헌 [15, 16]에 의하면, A_p 와 K_{gfe} 변압기 설계 방식은 단순하고 실용적이지만 양방향 컨버터용 변압기를 설계함에 있어 몇 가지 한계를 가지고 있다.

첫 번째로 변압기 코어 크기 조건을 나타내는 조건식 (2.3) 및 (2.11)을 만족시키기 위해서는 설계 과정에서 설계 변수에 대하여 여러 번의 시행착오(trial and error)가 필요할 수 있다.

$$A_p = A_e A_{cw} \geq \frac{P_{tot} \cdot 10^4}{B_m f_{sw} J K_f K_u} \quad (2.3)$$

$$K_{gfe} = \frac{A_{cw} A_e^{(2(\beta-1)/\beta)}}{M L T_m^{(2/\beta)}} \left[\frac{\beta - \left(\frac{\beta}{\beta+2}\right)}{2} + \frac{\beta \left(\frac{2}{\beta+2}\right)}{2} \right]^{-\left(\frac{\beta+2}{\beta}\right)} \geq \frac{\rho \lambda_1^2 I_{tot}^2 K_{fe}^{(2/\beta)}}{4 K_u (P_{tot})^{\frac{(\beta+2)}{\beta}}} \quad (2.11)$$

해당 수식들에 부합하는 조건을 갖춘 코어를 찾기 위해, 다양한 코어 규격의 A_e 와 A_{cw} 를 대입하여 부등호 조건을 맞출 수 있도록 설계 변수를 계속해서 수정해 나가야 한다. 또한 특정 코어의 설계 변수 A_e , A_{cw} 가 요구 조건을 초과하여 충족한다면, 이는 불필요한 부피나 손실을 발생시키는 과잉 설계이며, 우변의 요구조건을 정확히 충족하기 위해선 주문 제작 코어를 사용해야 하는 경우가 발생할 수 있다.

두 번째로 기존의 변압기 설계 방식은 컨버터의 제어에 따른 듀티 변화를 고려하지 않는다. 컨버터의 RMS 전류는 변압기의 권선 비 및 듀티에 영향을 받지만 기존의 설계 방식은 하나의 정격 동작 조건을 고정해 놓고 다른 설계 사항을 고려하며, 이는 다른 동작 조건에 의해 변화한 RMS 전류로 인한 손실을 최소화할 수 없게 만든다. 컨버터의 변압기의 권선 비 및 듀티에 따른 RMS 전류 및 효율 비교를 위한 예시로 2-스위치 포워드 컨버터를 시뮬레이션으로 설계하여 그 효율을 비교한다. 출력전류 2A를 출력할 때의 RMS 전류와 효율 비교는 그림 2.7과 표 2.1에 나타난다. 시뮬레이션 결과 밸런싱 전류 2A 출력 시 컨버터 효율은 변압기 권선 비에 따라 달라진 듀티에 의해 각 설계의 효율이 상이함을 나타낸다.

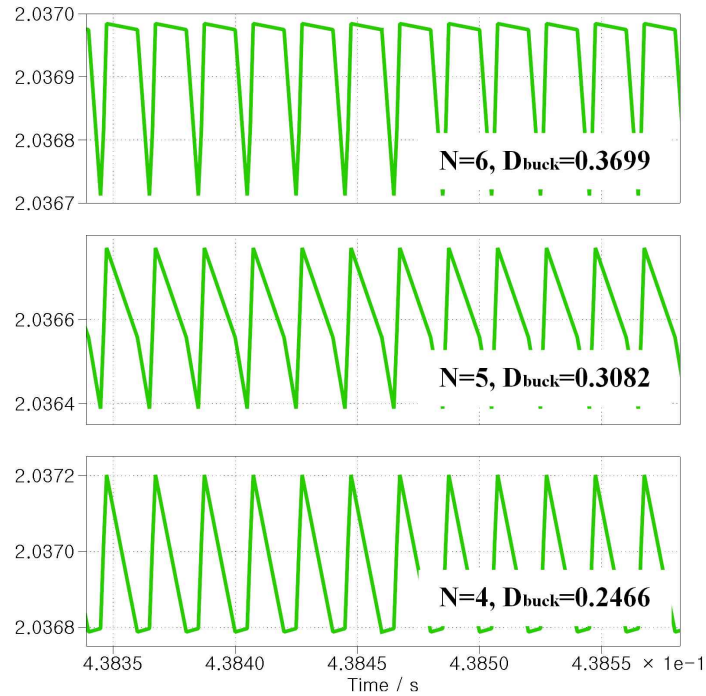


그림 2.7. 각기 다른 변압기 사양에 따른 밸런싱 전류 비교.

Fig. 2.7. Comparison of balancing current according to the different transformer specification.

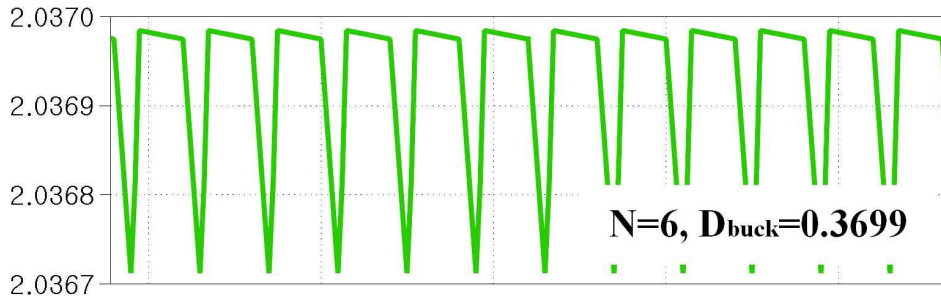
표 2.1. 각기 다른 변압기 사양에 따른 컨버터 효율 비교.

Table 2.1. Comparison of converter efficiency according to the different transformer specification.

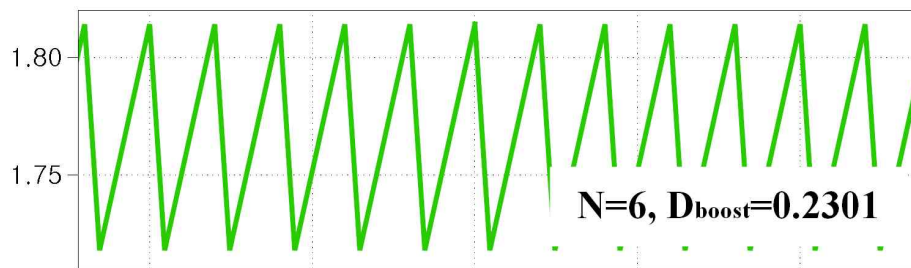
변압기 권선 비 N	6	5	4
$I_{bal} = 2A$ 를 출력하기 위한 듀티 D_{buck}	0.3699	0.3082	0.2466
변압기 2차 측 RMS 전류 $I_{2,rms}$	1.24A	1.13A	1.01A
컨버터 효율	82.41%	82.99%	84.07%

세 번째로, 기존의 변압기 설계 방식은 양방향 컨버터의 양방향 동작을 고려하지 않는다. 따라서 기존의 변압기 설계는 양방향 동작 시 듀티 변화에 의해 변하는 동작 전류의 변화나 전력 손실을 고려할 수 없다. 그러므로 기존의 변압기 설계 방법은 전체적인 동작을 고려할 때 항상 높은 전력 및 에너지 효율을 보장하지는 않는다. 그 예시로, 컨버터의 양방향 동작에서 동일한 전류를 출력할 때의 양방향 동작 효율을 비교하기 위해 시뮬레이션으로 설계하여 그 효율을 비교한다. 2-스위치 포워드 컨버터의 변압기 권선 비를 6으로 설정한 설계에 따른 밸런싱 전류 2A를 출력할 때의 양방향 동작 효율 분석은 그림 2.8와 표 2.2에 나타난다. 시뮬레이션 결과 밸런싱 전류 2A 출력 시 벡 모드의 컨버터 효율은 82.41%, 부스트 모드의 컨버터 효율을 81.36%로 각 모드의 효율이 상이함을 나타낸다.

이러한 문제점을 해소하기 위해서 변압기 최적 설계는 실제 동작 듀티 여유를 고려하여 벡 모드와 부스트 모드 동작 모두에 대해 손실을 최적화해야 한다.



Buck mode current



Boost mode current

그림 2.8. 양방향 동작에 따른 밸런싱 전류 비교.

Fig. 2.8. Comparison of balancing current according to the bidirectional operation.

표 2.2. 양방향 동작에 따른 컨버터 효율 비교

Table 2.2. Comparison of converter efficiency according to the bidirectional operation.

컨버터 동작 모드	벅 모드	부스트 모드
$I_{bal} = \pm 2A$ 를 출력하기 위한 듀티	0.3699	0.2301
변압기 2차 측 RMS 전류 $I_{2,rms}$	1.24A	0.85A
컨버터 효율	82.41%	81.36%

3. 제안하는 다목적 최적화 설계 알고리즘

3.1 다목적 최적화 설계 알고리즘

3.1.1 제안하는 변압기 설계 방식 개요

2.2절에서 소개한 유전 알고리즘을 적용한 DAB 컨버터용 변압기 설계 방식은 모든 변수를 넣고 나온 값 중 목적함수의 최솟값을 찾는 문제로 볼 수 있다. 하지만 다목적 최적화 알고리즘만을 사용해 최적화 설계를 진행한다면, 양방향 컨버터의 충, 방전 등 실제 동작에 따른 양방향 동작에서의 전력효율과 에너지효율을 고려하기 어렵다는 단점이 존재한다. 이러한 문제점을 통해 최적화 알고리즘만을 적용하여 모든 변수의 값들을 평가하는 것이 아닌 PLECS 전력전자 시뮬레이션을 MATLAB과 연동하는 알고리즘을 제안한다. 해당 알고리즘은 최적화 변수 선정 단계에서 제작된 설계 후보군의 전력효율과 에너지효율을 실제 동작 프로파일과 유사한 시뮬레이션을 통해 배터리 응용 시스템의 목적에 맞게 설계치를 보다 상세히 분석할 수 있게 되어 적절한 최적의 해를 구할 수 있을 것이다. 제안하는 다목적 최적화 변압기 설계 과정은 다음과 같이 진행된다.

- 다목적 최적화 변압기 설계 알고리즘

Step 1) DC-DC 컨버터 분석

목표하는 변압기 설계를 위해 컨버터의 스펙, 동작 방식 등의 특성과 컨버터에 적용할 변압기 특성 및 설계 수식을 분석한다.

Step 2) 목적함수 및 설계변수 설정

변압기를 설계하는 데 있어 어떤 수치들을 주요하게 최적화할 것인가에 대한 목적함수를 설정한다. 목적함수는 대표적으로 변압기 코어의 부피, 변압기의 전력손실을 사용한다. 본 논문은 추가적으로 컨버터별 제어 특성을 고려하는 목적함수를 사용하며 이는 3.1.3절, 3.1.4절에 상세히 소개된다. 설계 변수는 다목적 최적화 알고리즘 단계에서 변화시켜 나감에 따라 변수 간의 상충관계를 분석하기 위해 설계자가

컨버터 요구 설계 사항의 최소치부터 최대치까지의 변수로 지정하는 값이다.

Step 3) Pareto 최적 집합 도출

앞서 설정한 컨버터 수식, 변압기 설계 수식, 목적함수 및 변수 등을 MATLAB 스크립트를 사용, 비지배 정렬 유전 알고리즘-II에 적용하여 코딩한다. 제작된 알고리즘을 실행시켜 200개의 Pareto 최적 해를 도출한다.

Step 4) PLECS 연동 시뮬레이션 진행

200개의 Pareto 최적 해 집합을 적용한 PLECS 전력전자 시뮬레이션을 진행한다. 시뮬레이션은 크게 전력효율 분석 시뮬레이션과 에너지효율 분석 시뮬레이션으로 나뉘어져 있으며, 모든 목적함수에서 높게 평가된 단일 Pareto 최적 해를 도출한다.

아래에 다목적 최적화 변압기 설계의 흐름도를 제시한다.

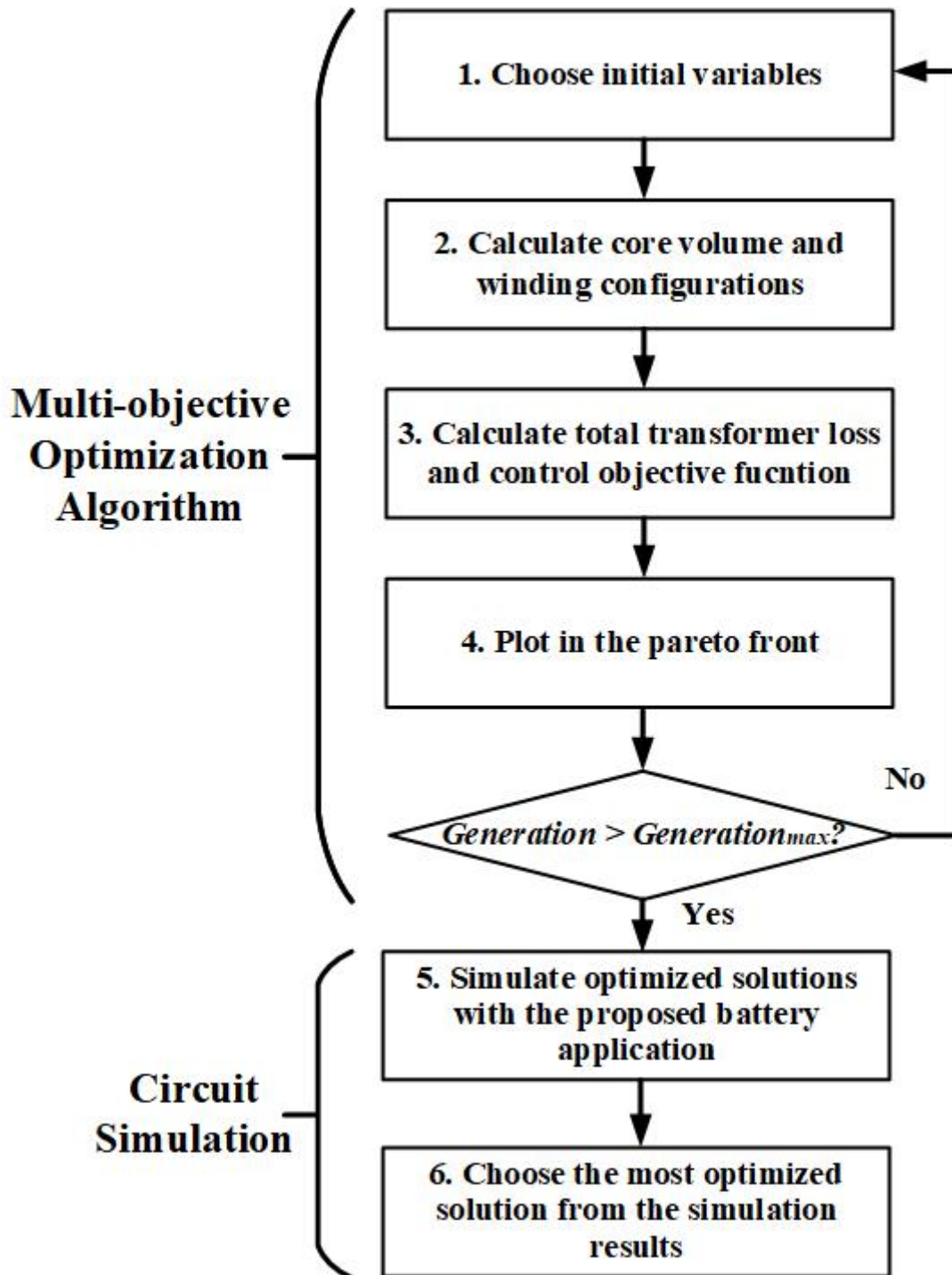


그림. 3.1. 본 논문에서 제안하는 변압기 다목적 최적화 설계 흐름도.

Fig. 3.1. Flow chart of the proposed multi-objective design optimization of the transformer.

3.1.2 비지배 정렬 유전 알고리즘-II (NSGA-II)

제안하는 변압기 최적 설계 방식에서 채택한 비지배 정렬 유전 알고리즘-II의 원리를 이 절에서 설명한다. 기존 변압기 설계 문헌은 다목적 최적화 설계를 위해 유전 알고리즘을 적용했다 [11]. 하지만 유전 알고리즘은 단일 목적함수를 최적화하는데 적합하며, 최적화 계산된 결과 값이 특정해에 수렴할 수 있다는 단점이 존재한다. 이런 단점을 해결하기 위해 제안하는 알고리즘은 비지배 정렬 유전 알고리즘-II를 적용한다. 문헌 [15]의 비지배 정렬 유전 알고리즘-II는 기존의 유전 알고리즘 대비 크게 두 가지 특성을 가지고 있다.

첫 번째 특성인 비지배 정렬(Non-dominated sorting)은 다목적 최적화 문제에서 중요한 개념으로, 여러 목적 함수를 최적화하는 동안 어떤 해가 다른 해를 지배하지 않는지 결정하는 프로세스이다. 한 해가 다른 해를 지배하지 않는다는 것은 해당 해가 어떤 목적 함수에서 더 나은 결과를 제공하면서 다른 목적 함수에서는 동등하거나 더 나은 결과를 제공하지 않는다는 것을 의미한다. 즉, 어떤 해가 다른 해를 지배하려면 적어도 하나의 목적 함수에서 더 나은 결과를 나타내야 한다. 비지배 정렬을 통해 설계 알고리즘은 비지배성을 기반으로 파레토 최적 집합을 찾아내고, 다양한 상충해를 식별할 수 있게 한다. 비지배 정렬 특성의 개념은 그림 3.2에 나타난다. 비지배 정렬 유전 알고리즘-II는 목적함수 f_1, f_2 에 대해 도출된 해 집합에 대해 비지배 정렬을 실행해서 다른 해에 지배되지 않는 즉, 해당 해보다 큰 목적함수를 갖는 해가 얼마나 존재하는지 파악하고 그 해 집합의 등급을 책정한다. 그 결과로 타 해에 대비해 비지배성이 높은, 최내각에 가까운 해 집합이 높은 등급으로 책정된다.

두 번째 특성은 군집 거리 정렬(Crowding distance sorting)은 파레토 최적 집합 내의 해들이 서로 얼마나 가까운지를 고려하여 파레토 최적 집합 내에서 서로 분리되도록 만든다. 해당 과정은 파레토 최적 집합 내에서의 해들을 더 정확하게 순위 매기고, 다양성을 유지할 수 있게 한다. 군집 거리 정렬 특성의 개념은 그림 3.3에 나타난다. 비지배 정렬 유전 알고리즘-II는 비지배 정렬을 통해 등급이 나뉜 해 집합에 대해 군집 거리 정렬을 실행한다. 군집 거리 정렬은 특정 등급의 해 집합

안에서 최초 설정된 경계점 해 i 에 대해 각 목적함수 f_1, f_2 에 따른 이전 해 $i-1$ 과 그 이후의 해 $i+1$ 의 거리를 측정하고 경계점 해 i 가 타 해들과의 거리가 멀수록 높은 등급을 책정한다.

따라서 비지배 정렬 유전 알고리즘-II는 기존 유전 알고리즘 대비, 비지배 정렬을 통해 적합도 평가에서 비지배 솔루션들의 생존가능성을 높여서 보다 최적화된 해를 얻을 수 있게 하고, 군집 거리 정렬을 통해 다양한 솔루션을 찾을 수 있도록 한다. 제안하는 최적화 설계 알고리즘은 파레토 최적 집합 도출단계에서 알고리즘이 종료 되는 것이 아닌, 파레토 최적 집합을 시뮬레이션을 통해 분석해 전력효율, 에너지효율이 높은 최적 해를 선정하기 때문에 다양한 최적 해 집합을 계산 가능한 비지배 정렬 유전 알고리즘-II가 가장 적합하다고 할 수 있다. 비지배 정렬 유전 알고리즘-II는 아래의 절차와 같이 진행된다.

- Non-dominated sorting genetic algorithm-II Pseudo-code

fast-non-dominated-sort(P)

for each $p \in P$	Parent population에 속한 각각의 해 p 에 대해
$S_p = \emptyset$	p 에 지배당한 해 집합 초기화
$n_p = 0$	지배카운터 초기화
for each $q \in P$	Parent population에 속한 각각의 해 q 에 대해
if each $(p < q)$ then	p 가 q 를 지배한다면
$S_p = S_p \cup \{q\}$	q 를 p 에 지배당한 해 집합에 추가함
else if $(q < p)$ then	q 가 p 를 지배한다면
$n_p = n_p + 1$	p 의 지배카운터를 증가시킴
if $n_p = 0$ then	p 의 지배카운터가 0이라면
$p_{rank} = 1$	
$F_1 = F_1 \cup \{p\}$	p 는 첫 번째 전선에 포함됨
$i = 1$	전선 카운터를 초기화
while $F_i \neq \emptyset$	다음 전선의 해 집합에 대해
$Q = \emptyset$	
for each $p \in F_i$	해당 전선의 p 에 대해
for each $q \in S_p$	p 에 지배당한 q 에 대해
$n_q = n_q - 1$	q 의 지배카운터를 1 낮춤
if $n_q = 0$ then	q 의 지배카운터가 0 이라면

$q_{rank} = i + 1$
 $Q = Q \cup \{q\}$ q 는 Offspring Q 에 포함됨
 $i = i + 1$ 전선카운터 증가
 $F_i = Q$ Offspring Q 는 다음 전선 F_i 에 포함됨

crowding-distance-assignment(I)

$l = |I|$ 비지배 등급 ' I ' 에 속한 해들의 개수 = l
 for each I , set $I|i|_{distance} = 0$ 거리 초기화
 for each objective m 각각의 목적함수 m 에 대해
 $I = sort(I, m)$ 해당 목적함수에 따라 해들을 정렬
 $I|1|_{distance} = I|i|_{distance} = \infty$ 목적함수의 첫 번째 해에 대한 경계점 설정
 for $i = 2$ to $(I-I)$ 2번째 해부터 $(I-I)$ 번째 해까지 거리측정 반복
 $I|1|_{distance} = I|i|_{distance} + (I|i+1|.m - I|i-1|.m) / (f_m^{max} - f_m^{min})$

Main loop

$R_t = P_t \cup Q_t$ t 세대의 Parent와 Offspring을 결합
 $F = \text{fast-non-dominated-sort}(R_t)$ R_t 의 모든 비지배 전선 F_i 에 대해 비지배 정렬 수행 $F = (F_1, F_2, \dots)$
 $P_{t+1} = \emptyset$ and $i = 1$
 until $|P_{t+1}| + |F_i| \leq N$ Population N 이 가득찰 때 까지
 crowding-distance-assignment(R_t) 각 비지배 전선 F_i 에 대한 군집 거리 정렬 수행
 $P_{t+1} = P_{t+1} \cup F_i$ i 번째 비지배 전선을 Parent에 포함시킴
 $i = i + 1$ 다음 전선에 대해 이 과정을 반복
 Sort($F_i, <_n$) Parent에 포함된 비지배 전선 F_i 를 군집거리 $<_n$ 에 따라 순차적으로 정렬
 $P_{t+1} = P_{t+1} \cup F_i[1 : (N - |P_{t+1}|)]$ 정렬된 F_i 로 다음세대의 Parent P_{t+1} 생성
 $Q_{t+1} = \text{make-new-pop}(P_{t+1})$ P_{t+1} 에 선택, 교차, 돌연변이를 적용하여 다음세대의 Offspring Q_{t+1} 을 생성
 $t = t + 1$ 세대카운터를 증가시킴

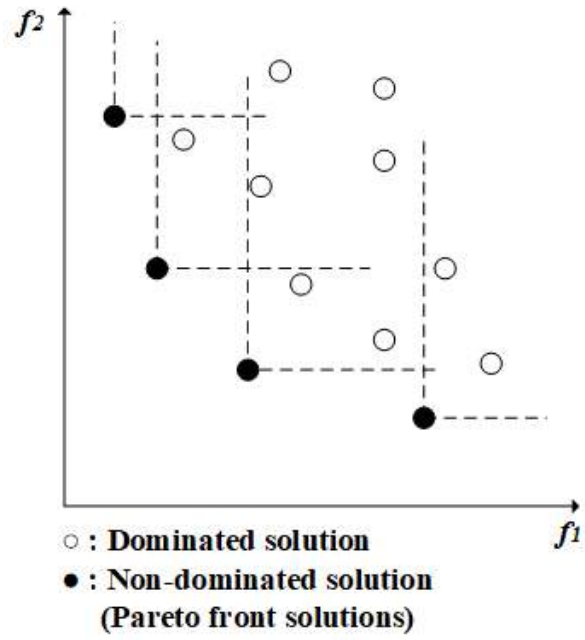


그림 3.2. 비지배 정렬 개념도.

Fig. 3.2. Concept for non-dominated sorting.

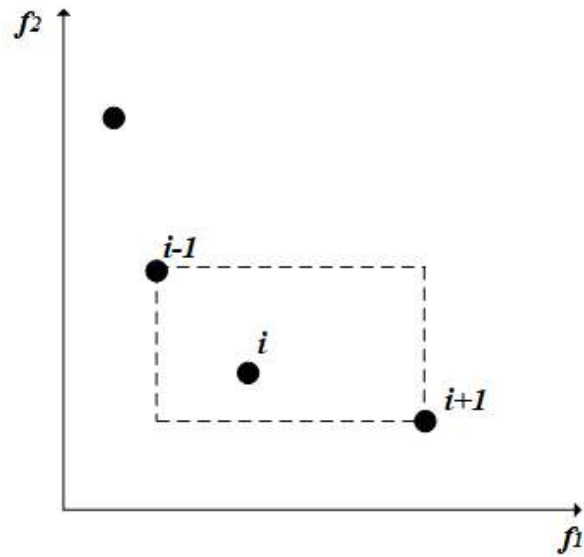


그림 3.3. 군집 거리 정렬 개념도.

Fig. 3.3. Concept for crowding distance.

3.2 다목적 최적화 설계 적용 예시

3.2.1 20W급 배터리 균등화 회로용 변압기 최적 설계

3.1.1절에서 제안하는 변압기 설계 방법에 적용할 비지배 정렬 유전 알고리즘-II를 설명하였다. 해당 3.1.3절과 다음 3.1.4절에서 3.1절에서 소개한 변압기 최적 설계 알고리즘을 적용한 20W급 배터리 균등화 회로용 변압기 설계와 12.5kW급 배터리 팩 충방전기용 변압기 설계 두 가지를 설명한다. 제안하는 설계 방식의 자세한 설계 과정은 아래와 같다.

Step 1) DC-DC 컨버터 분석

가) 컨버터 토폴로지 및 파형 분석

그림 1은 목표 시스템 구성을 나타낸 것이다. 이 능동 셀 밸런싱 시스템에서 배터리 팩은 20개의 셀로 구성되어 있으며, 양방향 컨버터는 팩에서 셀로(벅 모드) 또는 셀에서 팩으로 전하를 재분배하여 셀 전압을 균등화한다(부스트 모드). 스위치 매트릭스는 충전 또는 방전할 대상 셀을 스위칭하여 선택하는 장치이다. 문헌 [16]에 설명된 바와 같이 벅 모드에서는 배터리 팩을 1차 측에 연결하고, 셀 중 전압이 가장 낮은 셀을 2차 측과 연결하여 배터리 팩의 에너지를 셀에 전달한다. 반면 부스트 모드에서는 전압이 가장 높은 셀을 2차 측에 연결하고, 역방향 전력전달 동작을 통해 가장 높은 셀의 에너지를 배터리 팩으로 전달한다. 배터리 균등화 회로는 위와 같은 동작을 반복하여 배터리 팩 내의 모든 셀의 전압 균등화를 이룬다. 양방향 컨버터는 도시된 2-스위치 포워드 컨버터 토폴로지로 구성되어 있다. 컨버터 구조 및 양방향 동작에 대한 파형은 그림 3.4 및 그림 3.5에 나타나 있다. 컨버터의 사양은 표 3.1에 나타나 있다.

나) 컨버터 동작 분석

컨버터의 양방향 동작은 듀티 신호 교번에 의해 제어된다. 컨버터의 Q_1, Q_2, Q_3 가 D_{buck} 의 시비율동안 켜지면 전류는 배터리 팩에서 셀로 흐르며 따라서 컨버터는 벅 모드로 동작한다. 컨버터의 Q_1, Q_2, Q_3 가 D_{boost} 의 시비율동안 켜지면 전류는 셀에서 배터리 팩으로 흐르며 따라서 컨버터는 부스트 모드로 동작한다. $D_{boundary}$ 는 전류를 0으로 만들며 벅 모드와 부스트 모드를 구분하는 동작점을 의미한다. D_{buck} , D_{boost} ,

$D_{boundary}$ 는 회로 파라미터와 관련이 있으며, 각각 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$D = \begin{cases} D_{buck} = \frac{(V_{cell,min} + I_L(r_{bat} + r_L))N}{V_{pack}} \text{ (벅모드)} \\ D_{boost} = \frac{(V_{cell,max} - I_L(r_{bat} + r_L))N}{V_{pack}} \text{ (부스트모드)} \end{cases} \quad (3.1)$$

$$D_{boundary} = \frac{(V_{cell,avg})N}{V_{pack}} \quad (3.2)$$

여기서 $V_{cell,avg}$ 은 셀의 평균개방회로전압, $V_{cell,max}$ 은 최대 전압 셀의 개방회로전압, $V_{cell,min}$ 은 최저 전압 셀의 개방회로전압, I_L 은 평균 인덕터 전류, r_L 은 출력 인덕터의 등가 직렬 저항, r_{bat} 는 셀의 등가 직렬 저항, N 은 변압기의 권선 비, V_{pack} 은 20개 직렬연결 셀의 개방회로전압이다.

문헌 [18]에 따르면, 2-스위치 포워드 컨버터의 동작 듀티는 변압기 권선 비에 크게 영향을 받으며, 수식 (3.3)에 의한 듀티에 따른 평균 인덕터 전류 변화를 그림 3.6에 나타내었다.

$$I_L = \begin{cases} \frac{D_{buck} \frac{V_{pack}}{N} - V_{cell,min}}{r_{bat} + r_L} \text{ (벅모드)} \\ \frac{V_{cell,max} - D_{boost} \frac{V_{pack}}{N}}{r_{bat} + r_L} \text{ (부스트모드)} \end{cases} \quad (3.3)$$

$$I_{1,rms} = \sqrt{D \left((I_{1,peak})^2 - (I_{1,peak}) \Delta I_L N + \frac{(\Delta I_L N)^2}{3} \right)} \quad (3.4)$$

수식 (3.4)의 1차 측의 RMS 전류는 변압기의 권선 비 N 과 그로 인해 결정되는 각 모드의 평균 인덕터 전류 출력 듀티 D_{buck} , D_{boost} 에 의해 결정되므로, 각 변압기 설계별로 RMS 인덕터 전류가 달라 컨버터 효율에 큰 영향을 미친다.

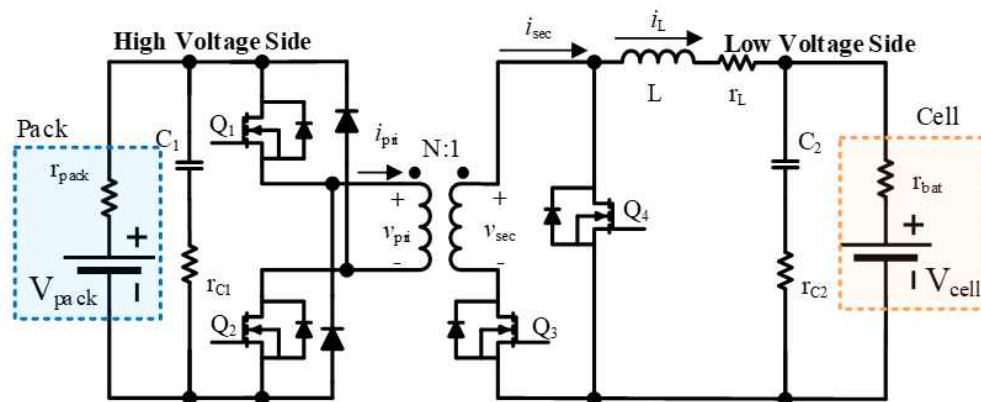
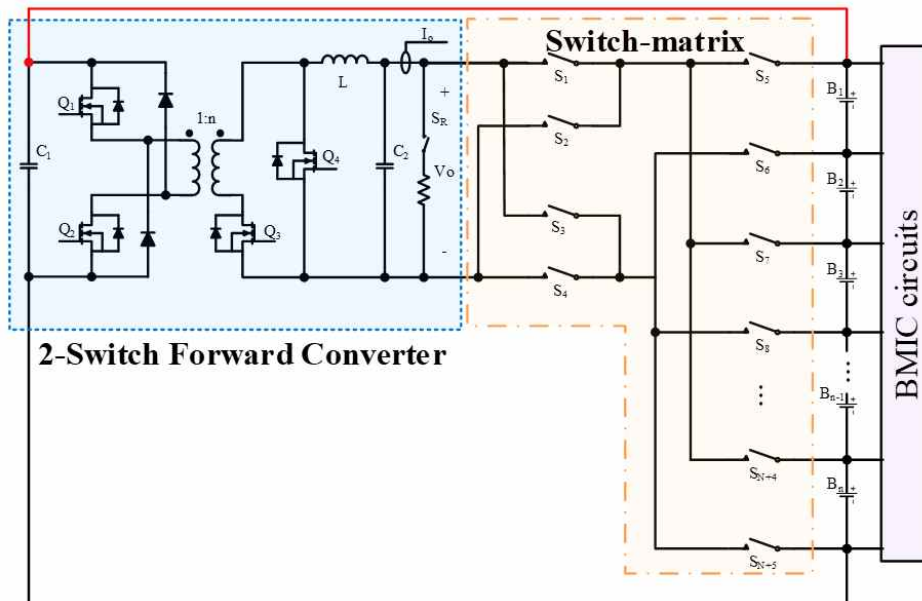


그림 3.4. 양방향 배터리 균등화 회로 컨버터 구조.

Fig. 3.4. Bidirectional battery equalizer converter.

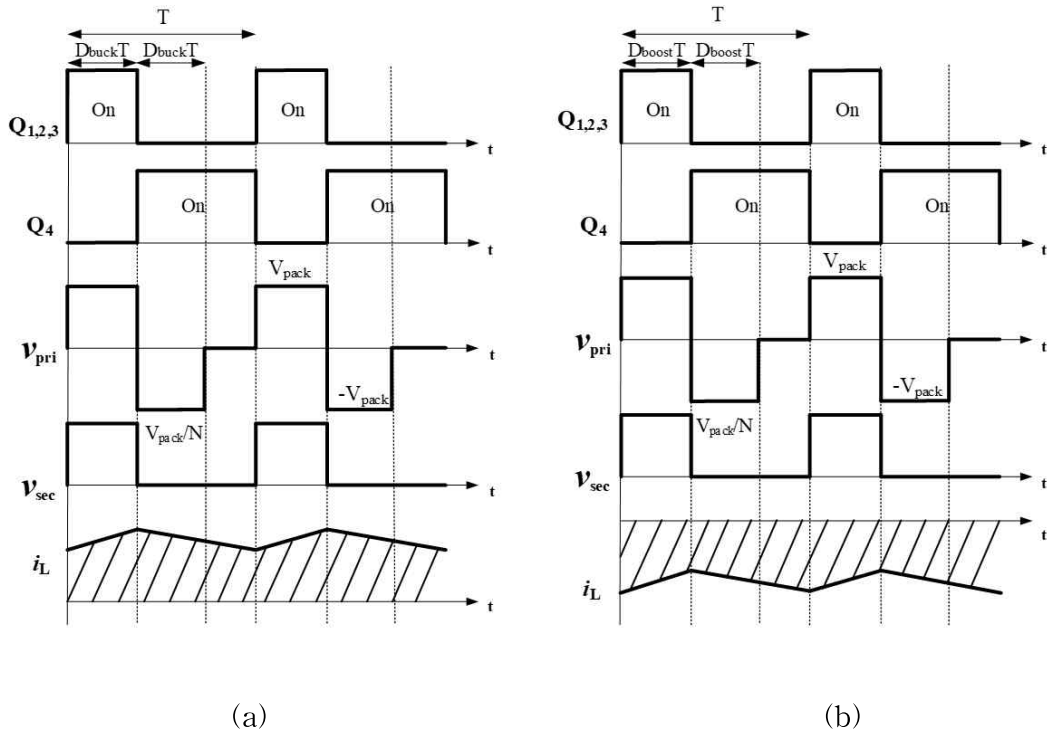


그림 3.5. 배터리 균등화 회로 컨버터 동작 파형: (a) 벅 모드; (b) 부스트 모드.

Fig. 3.5. Battery equalizer converter operation waveform: (a) buck mode; (b) boost mode.

표 3.1. 배터리 균등화 회로 컨버터 설계치

Table 3.1. Battery equalizer converter specification.

Name	Symbol	Value
배터리 팩 개방회로전압	V_{pack}	76V
평균 셀 개방회로전압	$V_{cell,avg}$	3.8V
셀 최고개방회로전압	$V_{cell,max}$	3.6V
셀 최저개방회로전압	$V_{cell,min}$	4.0V
동작주파수	f_{sw}	50kHz
출력 인덕터	L	500 μ H
1차 측 필터 커패시터	C_1	55 μ F
2차 측 필터 커패시터	C_2	200 μ H

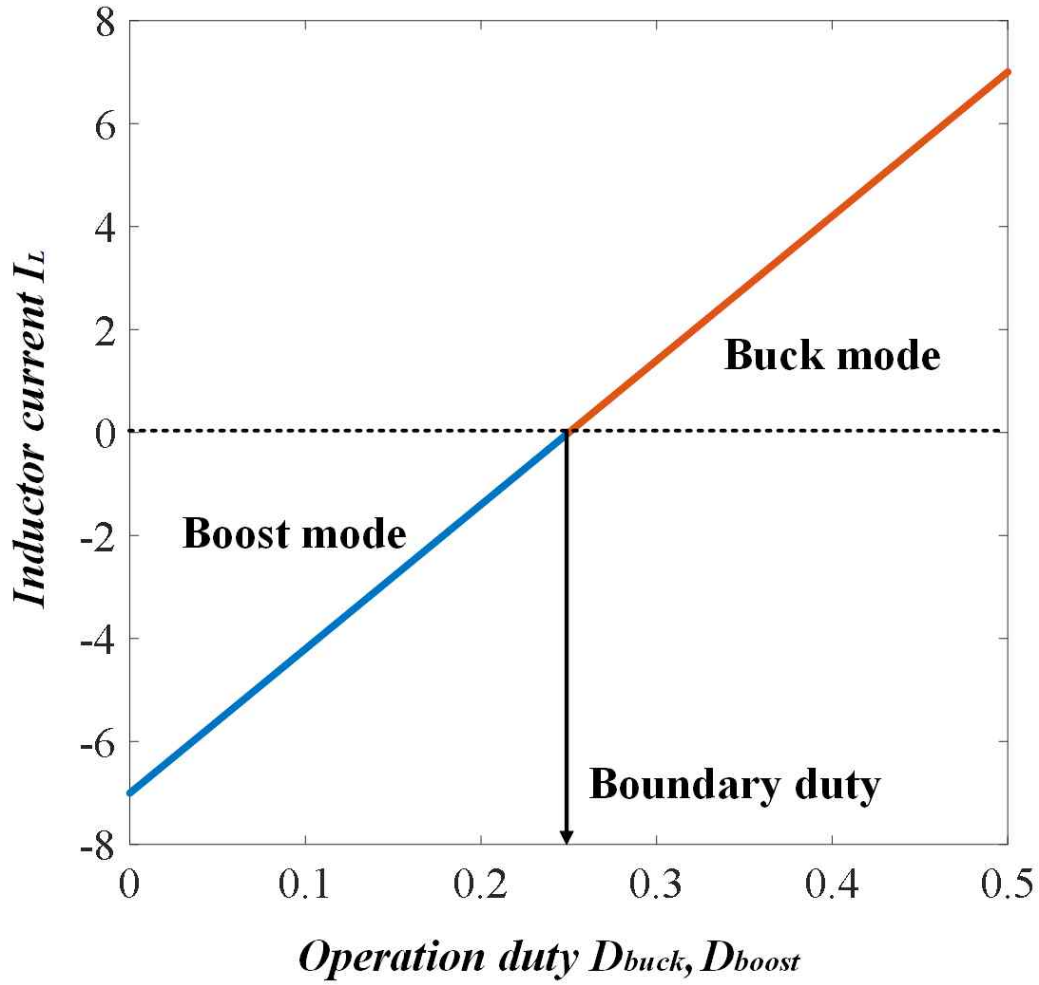


그림 3.6. 듀티에 따른 평균 인덕터 전류 변화 ($N=5$, $V_{cell} = 3.8 V$, $V_{pack} = 76 V$).

Fig. 3.6. Average inductor current change according to the operation duty.

Step 2) 목적함수 및 설계변수 선정

가) 목적함수 선정

제안된 설계 방식에서, 파워드 컨버터용 자성소자 최적 설계를 위한 목적함수는 다음과 같이 정의된다.

$$\underset{x}{\text{Min}} J = [V_{core}, P_{transformer}, |D_{boundary,ref} - D_{boundary}|] \quad (3.5)$$

$$D_{boundary} = \frac{(V_{cell,avg})N}{V_{pack}} \quad (3.6)$$

$D_{boundary}$ 는 0에 가까워질수록 D_{buck} 과 D_{boost} 가 감소하여 줄어드는 RMS 전류로 작은 코어 부피와 낮은 손실을 이룰 수 있다. 하지만, 벡 모드와 부스트 모드 모두 넓은 범위의 변환 이득을 보장하기 위해 $D_{boundary}$ 를 가급적 벡 모드와 부스트 모드의 중앙점에 두는 것이 바람직하다. 그 이유는 폐루프 제어에서 컨버터의 변화하는 부하 조건에 대응하기 위해서는 각 모드 모두 적절한 동작 듀티 범위를 가져야하기 때문이다. 너무 작은 $D_{boundary}$ 는 부스트 모드의 제어를 할 수 없게 하고, 너무 큰 $D_{boundary}$ 는 벡 모드의 제어가 어렵게 된다. 따라서 벡 모드와 부스트 모드가 서로 균일한 동작 듀티 범위를 갖는 경향을 갖도록 목표경계듀티 값인 $D_{boundary,ref}$ 를 0.25로 설정한다.

나) 설계변수 선정 및 상충관계 분석

배터리 균등화 회로용 변압기 최적설계의 설계변수는 다음과 같이 정의된다.

$$\vec{x} = (N, B_m, N_p)^T \quad (3.7)$$

여기서 N 은 변압기의 권선 비를 의미하고, B_m 변압기 코어의 최대 자속밀도를 의미하며, N_p 는 변압기 1차 측 권선 수를 의미한다. 여기서 설계변수들은 여기서 설계 변수들은 알고리즘 코드 검증 결과를 거치며, 권선의 총면적이 코어 창 단면적을 초과하지 않으면서 A_p 변압기 설계 조건식을 만족하고, 최소 95% 이상의 변압기 효율을 달성하는 범위로 설정했다.

다) 설계절차 수립

배터리 균등화 회로용 변압기 최적설계의 설계절차는 다음과 같다. 가장 먼저 주어진 범위 안에서 주어진 설계변수들을 통해 $D_{boundary}$, D_{buck} , D_{boost} 와 1, 2차 측의 RMS 전류를 계산한다.

$$I_{1,rms} = \sqrt{D \left((I_{1,peak})^2 - (I_{1,peak}) \Delta I_L N + \frac{(\Delta I_L N)^2}{3} \right)} \quad (3.8)$$

$$I_{2,rms} = I_{1,rms} N \quad (3.9)$$

여기서 $I_{1,peak}$ 는 1차 측 전류의 피크를 나타내며, ΔI_L 은 인덕터 전류의 리플을 나타낸다. 다음으로 코어의 최대 자속밀도 B_m 과 1차 측 권선수 N_1 을 바탕으로 코어 유효 단면적 A_e 를 계산한다. 그 후 제조사의 데이터시트를 참고하여 EE형상코어의 A_e 와 코어 창 면적 A_{cw} 의 비율을 통해 A_{cw} 를 계산하고, 변압기 설계 조건을 만족하는지 확인하기 위해 A_p 를 계산한다. 또한 N 과 N_1 을 통해 변압기 2차 측 권선수 N_2 를 계산한다.

$$A_e = \frac{V_{pack} \cdot 10^4}{B_m f_{sw} K_f N_p} \quad (3.10)$$

$$A_p = \frac{P_{tot} \cdot 10^4}{B_m f_{sw} J K_f K_u} = \frac{(V_1 I_{1,rms} + V_2 I_{2,rms}) \cdot 10^4}{B_m f_{sw} J K_f K_u} \quad (3.11)$$

$$N_2 = \frac{N_1}{N} \quad (3.12)$$

그 후, 계산된 코어 부피와 권선 수를 바탕으로, 자성소자 손실을 문헌 [18]의 직사각형 확장형 Steinmetz 철손계산식과 변압기의 권선 1회전 당 평균길이(MLT)를 사용한 동손계산식을 계산한 후 파레토 최적 집합에 업데이트 한다.

$$P_{core} = \frac{8}{\pi^2 [4D_{design}(1-D_{design})]^{\gamma+1}} k_{fe} f_{sw}^\alpha B_m^\beta V_{core} \quad (3.13)$$

$$P_{copper,pri} = \frac{\rho N_p MLT}{W_{a,pri}} I_{1,rms}^2 \quad (3.14)$$

$$P_{copper,sec} = \frac{\rho N_s MLT}{W_{a,sec}} I_{2,rms}^2 \quad (3.15)$$

$$P_{transformer} = P_{core} + P_{copper,pri} + P_{copper,sec} \quad (3.16)$$

여기서 P_{core} 는 변압기의 철손, γ 는 코어의 재료상수이며, $P_{copper,pri}$ 와 $P_{copper,sec}$ 은 권선의 동손, $P_{transformer}$ 는 변압기의 총 손실이다.

변압기 설계과정의 상충관계로는 권선 비 N 이 증가한다면 식(3.1)에 의해 $D_{boundary}$, D_{buck} , D_{boost} 가 증가, 식 (3.8)에 의해 RMS 전류가 증가하여 식 (3.10)의 코어 유효 단면적 A_e 의 증가로 인한 코어 부피의 증가, 그리고 식 (3.14), (3.15)의 동손이 증가한다. 최대 자속밀도 B_m 이 증가한다면 식 (3.10)에 의해 A_e 가 줄어들어 코어 부피는 줄어들지만 높은 B_m 은 식 (3.13)에서 추가적인 철손을 초래한다. 1차 측 권선 수 N_p 가 증가하면 식 (3.10)에 의해 A_e 가 줄어들어 코어 부피를 줄일 수 있지만 식 (3.13), (3.14)의 동손이 증가한다.

Step 3) 파레토 최적 집합 도출

비지배 정렬 유전 알고리즘-II는 최대 세대 수 $Generation_{max}$ 에 도달할 때까지 각 세대에 대해 200개의 설계 샘플을 생성하며, 알고리즘 설정값 및 생성된 Pareto front는 표 3.2와 그림 3.5와 같다. 알고리즘은 최종적으로 가장 높은 적합도 평가를 받은 200개의 배터리 균등화 회로용 변압기 설계 후보를 생성한 후 해당 최적해 집합을 PLECS 연동시뮬레이션 파트에 전달한다.

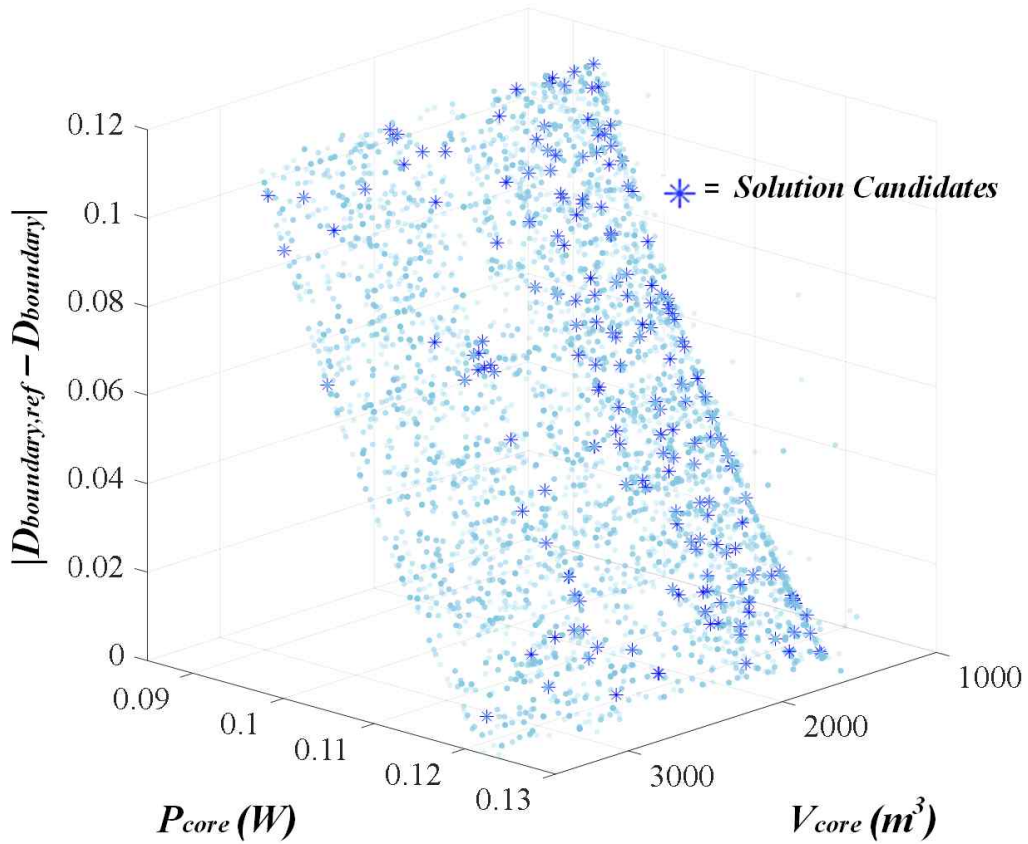


그림 3.7. 계산된 배터리 균등화 회로 파레토 전선.

Fig. 3.7. Computed Pareto front for the battery equalizer.

표 3.2. 배터리 균등화 회로 비지배 정렬 유전 알고리즘-II 설정값.

Table. 3.2. NSGA-II algorithm parameters for the battery equalizer.

Name	Value
인구수	200
교차확률	0.9
변이확률	0.5
최대인구수	50
변이강도	0.05

Step 4) PLECS 연동 시뮬레이션 진행

1) 변압기 및 컨버터 시뮬레이션 회로 모델링

본 논문에서는 경제성을 고려하여 EE 코어 형상을 선택했다. 변압기 권선은 누설 인덕턴스를 줄이기 위해 샌드위치 구성으로 감겨있다. 코어에 대한 퍼미언스 기반 등가 회로 모델은 그림 3.8에 나타난다. 그림 3.8.a에서 퍼미언스는 코어의 유효 자기 경로를 따라 배치되고 공기를 통한 누설 경로에 대해 P_{air} 를 배치한다[19, 20]. 또한 G_m 은 코어 손실을 모델링하기 위한 자기 컨덕턴스이며, 코어 손실은 다음과 같이 표현된다.

$$P_{core} = F\dot{\Phi} = \dot{\Phi}^2 G_m \quad (3.17)$$

여기서 P_{core} 는 변압기의 코어 손실이고, F 는 기자력이며, $\dot{\Phi}$ 는 코어에 흐르는 자속의 시간에 따른 변화율이다.

$$R_m = \frac{\left(\frac{V_p}{N_p}\right)^2}{P_{core}} \quad (3.18)$$

$$R_{1,winding} = \frac{\rho N_p^2 MLT}{W_a} \quad (3.19)$$

$$R_{2,winding} = \frac{\rho N_s^2 MLT}{W_a} \quad (3.20)$$

만일, 이러한 자기회로 모델을 권선 측으로 환산하여 표현한다면, R_m 을 코어 손실저항으로서 나타낼 수 있다. 또한 $R_{1,winding}$ 과 $R_{2,winding}$ 은 1차 권선과 2차 권선의 권선저항이다.

코어 형태의 대칭성을 고려하여 자기모델을 그림 3.8.b로 단순화하고, PLECS 자기 라이브러리로 구현하였으며, 변압기 자기 모델링을 적용한 전력효율과 에너지효율 시뮬레이션 회로를 각각 그림 3.9과 그림 3.10에 나타내었다.

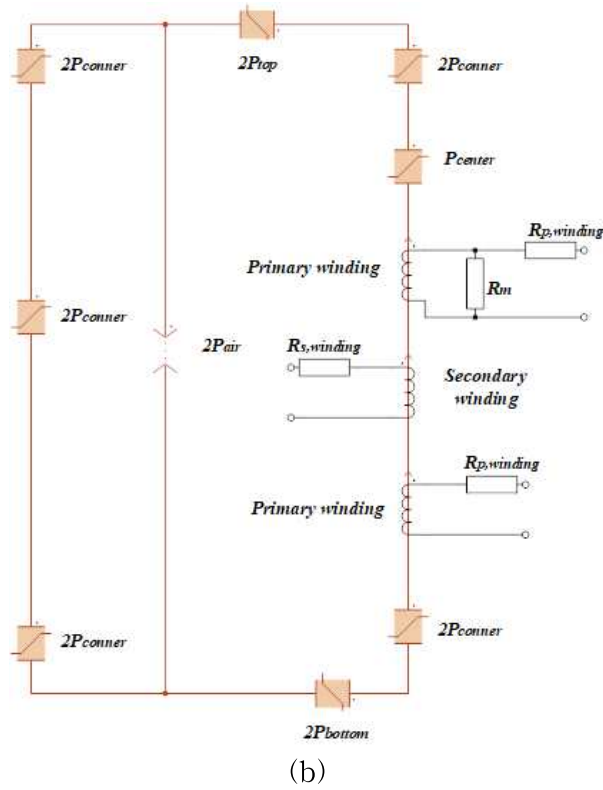
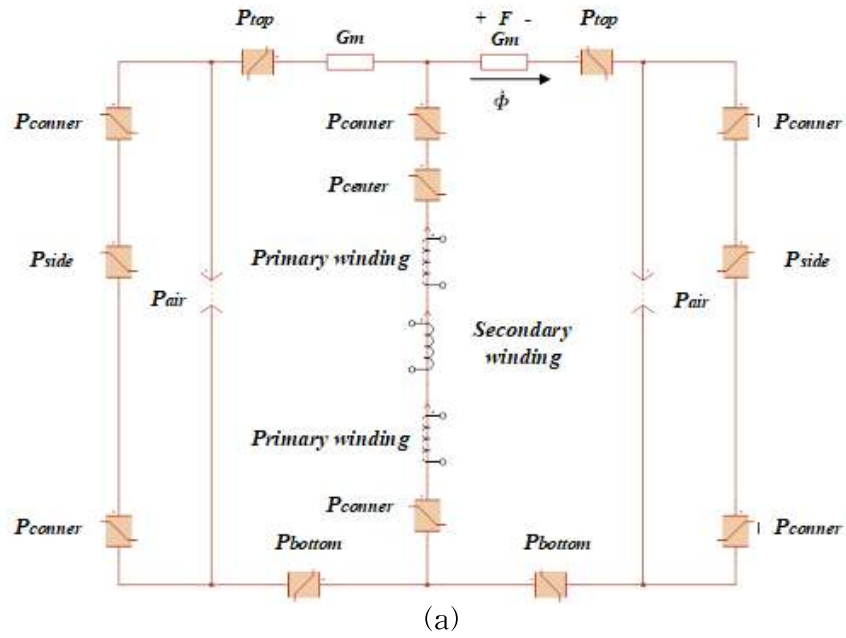


그림 3.8. 배터리 균등화 회로용 변압기 자기회로 모델: (a) 퍼미언스 회로 모델;
(b) 간략화 모델.

Fig. 3.8. Magnetic circuit model of the transformer for the battery equalizer:
(a) permeance circuit model; (b) simplified model.

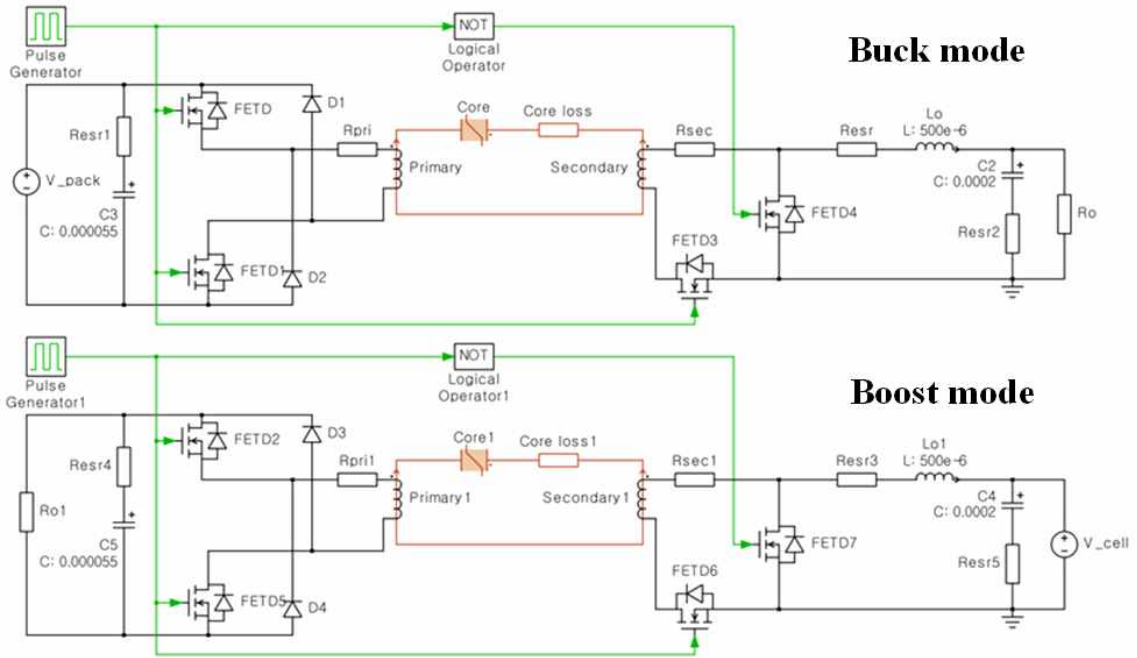
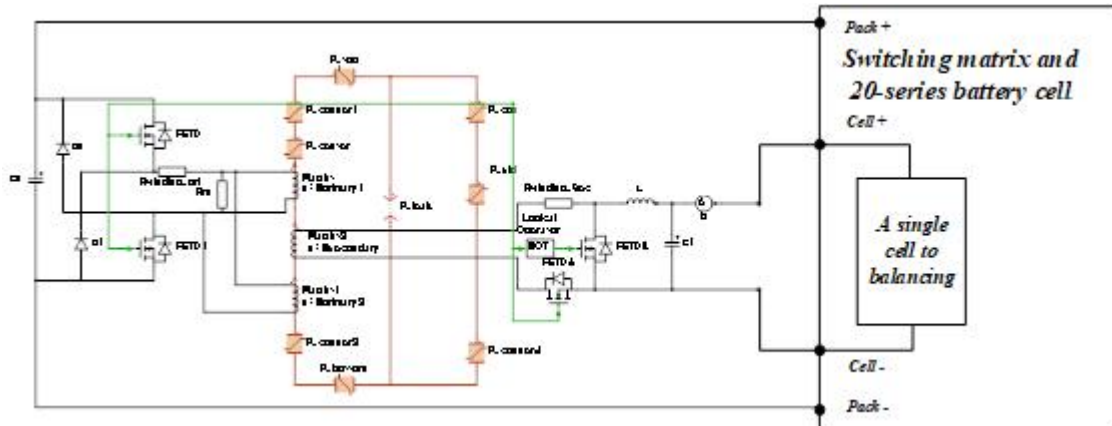
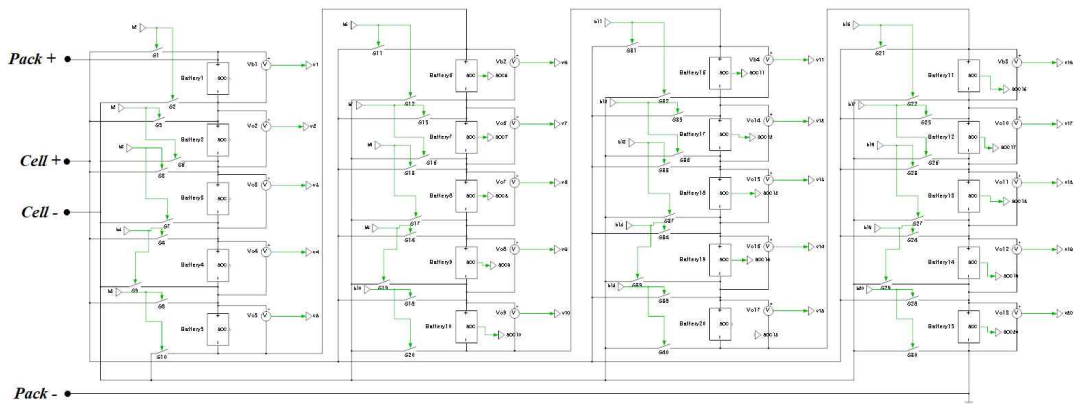


그림 3.9. 배터리 균등화 회로 전력 효율 시뮬레이션을 위한 PLECS 회로.
Fig. 3.9. Battery equalizer power efficiency simulation PLECS schematic.



(a)



(b)

그림 3.10. 배터리 균등화 회로 에너지 효율 시뮬레이션 PLECS 회로: (a) 컨버터 회로와 배터리 서브시스템; (b) 배터리 서브시스템 내부구조.

Fig. 3.10. Battery equalizer energy efficiency simulation PLECS schematic: (a) converter circuit with a battery subsystem; (b) implementation of the battery subsystem.

2) 컨버터 시뮬레이션 결과

PLECS는 200개의 설계 후보 중에서 단일 설계 후보를 결정하기 위해 양방향 전력 효율과 에너지 효율 두 가지 시뮬레이션을 진행한다. 가장 먼저 파레토 최적 집합에 대한 전력 효율 시뮬레이션을 수행하고 그림 3.11과 같이 내림차순으로 컨버터 전력 효율 분석 결과를 정렬하며, 순위가 매겨진 최적설계 샘플 중에서 다음과 같은 기준으로 3개의 후보를 선정한다.

- 1번 후보는 표 3.3과 같은 K_{gfe} 방식에 의한 종래의 변압기 설계와 동일한 부피를 가지며, 동일한 부피를 갖는 Pareto front 내의 후보 중에서 가장 높은 효율을 갖는 설계점으로 선정.
- 2번 후보는 1번 후보와 3번 후보 사이의 중간 부피로 동일한 볼륨 중에서 가장 높은 효율을 갖는 설계점으로 선정.
- 3번 후보는 시중에서 구할 수 있는 코어 중 부피가 가장 작고, 같은 볼륨의 후보 중 가장 높은 효율을 갖는 설계점으로 선정.

그 다음으로 세 가지 설계 후보 중 단일 설계 후보를 채택하기 위해 배터리 균등화 회로 에너지 효율 시뮬레이션을 진행한다. 모든 후보는 동일한 리튬 이온 셀 조건에서 20셀이 셀 간 전압편차 20mV 이하를 이룰 때까지 능동 셀 밸런싱 시뮬레이션을 진행하였으며, 시뮬레이션 결과를 통해 단일 설계 후보로 세 가지 후보 중 가장 높은 효율을 갖는 3번 후보를 선택한다. 세 가지 후보에 대한 설계 변수와 에너지 효율 시뮬레이션 결과를 정리하면 표 3.3과 같다. 또한 비교를 위해 K_{gfe} 으로 변압기를 설계했으며, K_{gfe} 방식을 통해 설계된 변압기와 제안된 알고리즘으로 설계된 변압기 설계 변수는 각각 표 3.4과 표 3.5에 나타난다.

제안된 변압기 설계가 K_{gfe} 방식 대비 많은 권선 수를 가지면서 부피가 작은 이유는, B_m 와 권선 수 N_p 를 높일수록, 보다 작은 D_{design} 를 통해 RMS 전류 크기를 낮출수록, 변압기의 특정 전력처리 능력에 대한 요구되는 최소 코어 부피를 나타내는 지표인 A_p 를 줄일 수 있기 때문이다. 해당 설명은 그림 3.12를 통해 보다 상세히 설명할 수 있다. 그림 3.12는 변압기 설계변수인 1차 측 권선 수 N_p 와 변압기

최대 자속밀도 B_m 에 의해 계산된 A_p 를 나타내며, 3차원 플롯을 따라 표 3.6의 설계 가능한 TDK 페라이트 EE형상코어 A_p 의 경계가 선으로 표시되어있다. 경계선의 의미는 경계선보다 작은 A_p 값을 갖는 설계치는 그 경계선의 EE 코어 스펙으로 설계 가능함을 의미한다. 일반적인 A_p 와 K_{gfe} 설계 방식으로 설계된 변압기는 고정된 설계변수를 바탕으로 계산된 단일 A_p , K_{gfe} 값 보다 큰 코어를 선택하기 때문에 요구 사양보다 다소 과잉 설계된다. 하지만 제안된 알고리즘으로 설계된 변압기는 설계 변수의 크기를 조절해가며 설계사양에 대한 다양한 A_p 값을 찾을 수 있어 과잉 설계가 거의 없는 효율적인 설계가 가능하다. 그 예시로 제안된 알고리즘과 K_{gfe} 방식으로 설계된 변압기 A_p 값이 그림에 표시되어있다. K_{gfe} 으로 설계된 변압기는 선정된 EE25/13/7코어의 A_p 경계선보다 작은 값에 위치해있지만, 제안된 알고리즘으로 설계된 변압기 코어의 A_p 값은 과잉설계가 거의 없이 EE20/10/6코어의 경계선상에 밀접하게 위치한 것을 확인할 수 있다.

Solution #1

Solution #2

Solution #3

그림 3.11. 배터리 균등화 회로 파레토 전선 전력 효율 시뮬레이션 결과.
Fig. 3.11. Power efficiency simulation result from the Pareto front for the battery equalizer.

표 3.3. 배터리 균등화 회로 에너지 효율 시뮬레이션 결과.

Table. 3.3. Battery equalizer energy efficiency simulation results.

Name	Symbol	Candidate 1	Candidate 2	Candidate 3
권선 비	N	5.96	5.07	4.9
권선 수	$N_p : N_s$	30.8:5.17	36.7:7.24	42:8.58
코어 부피	V_{core}	$3006mm^3$	$1969mm^3$	$1476mm^3$
에너지 효율	η_{energy}	85.83%	86.12%	86.33%

표 3.4. K_{gfe} 방식 배터리 균등화 회로용 변압기 설계 결과.

Table. 3.4. Design parameters of the K_{gfe} method for the battery equalizer.

Name	Symbol	Value
권선 비	N	5
권선 수	$N_p : N_s$	40:8
변압기 최대 자속밀도	B_m	0.2T
코어 유효 단면적	A_e	$52.5mm^2$
코어 창 면적	A_{cw}	$87mm^2$
코어 부피	V_{core}	$3020mm^3$

표 3.5. 제안된 배터리 균등화 회로용 변압기 설계 결과.

Table. 3.5. Design parameters of the proposed method for the battery equalizer.

Name	Symbol	Value
권선 비	N	4.9
권선 수	$N_p : N_s$	44:9
변압기 최대 자속밀도	B_m	0.26T
코어 부피	V_{core}	$1476mm^3$
경계 듀티	$D_{boundary}$	0.24

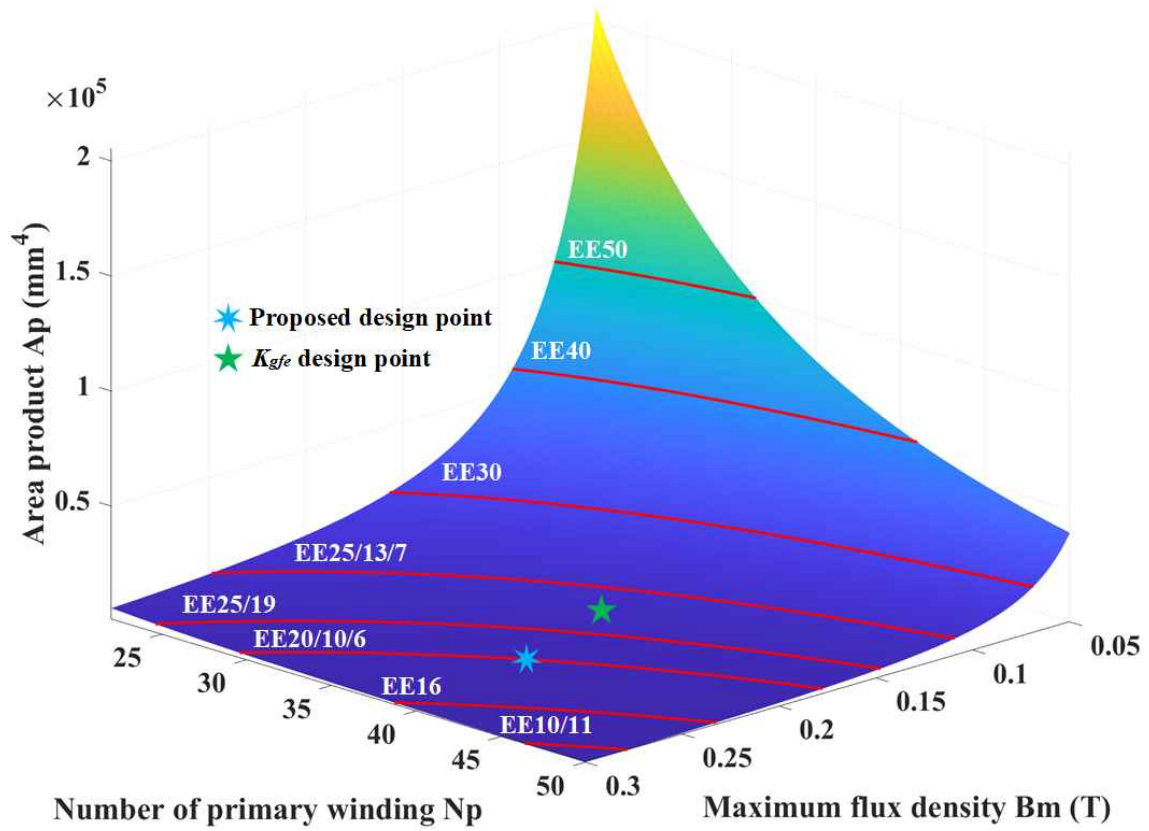


그림 3.12. N_p , B_m 에 대한 변압기 코어 선정 A_p 포인트 ($N=5$).

Fig. 3.12. Transformer core decision A_p point by N_p and B_m .

표 3.6. TDK 페라이트 EE형상코어 규격에 따른 A_e , A_{cw} , A_p .

Table. 3.6. A_e , A_{cw} and A_p parameters of the TDK ferrite EE cores.

코어 규격	A_e (mm^2)	A_{cw} (mm^2)	A_p (mm^4)
EE10/10	12.1	23.3	$0.0028 \cdot 10^5$
EE16	23.0	55.8	$0.0128 \cdot 10^5$
EE20/10/6	32.1	57.4	$0.0316 \cdot 10^5$
EE25/19	40	79	$0.0457 \cdot 10^5$
EE25/13/7	52.5	87	$0.0833 \cdot 10^5$
EE30	128	164	$0.2099 \cdot 10^5$
EE40	226	262	$0.5921 \cdot 10^5$
EE50	247	407	$1.0053 \cdot 10^5$

3.2.2 12.5kW급 차량용 배터리 팩 충방전기용 자성소자 최적 설계

본 절에선 다른 변압기 최적 설계 예시인 12.5kW급 배터리 팩 충방전기용 자성소자 설계를 설명한다. 자세한 설계 과정은 아래와 같다.

Step 1) DC-DC 컨버터 분석

가) 컨버터 토폴로지 및 파형 분석

그림 1은 목표 시스템 구성을 나타낸 것이다. 제시한 배터리 팩 충방전기 시스템에서 1차 측은 750V의 DC 버스에 연결되어 있으며, 420V를 최대 전압으로 삼는 배터리 모듈로 구성되어 있다. 충방전기는 DC 버스의 요구 전력에 따라 모듈에서 버스로(부스트 모드) 전력을 공급하거나 DC 버스의 에너지로 모듈을 충전한다(벅 모드). 양방향 컨버터는 그림 3.13에 도시된 이중 능동 브릿지(Dual active bridge, DAB) 컨버터 토폴로지를 사용한다. 양방향 동작에 대한 파형은 그림 3.14에 나타나 있다. 컨버터의 사양은 표 3.7에 나타난다.

나) 컨버터 동작 분석

이중 능동 브릿지 컨버터의 양방향 전력전달은 컨버터 1차 측과 2차 측 스위치의 위상천이 듀티비인 D 와 직렬 인덕턴스 L_{lk} 값에 따라 제어된다. 컨버터의 모든 스위치 듀티는 0.5로 제어되며 1차 측 스위치 Q1, Q4가 Q2, Q3와 교번되고 2차 측 스위치 Q5, Q8가 Q6, Q7과 교번된다. 이중 능동 브릿지 컨버터는 1차 측 스위치에 대하여 2차 측 스위치의 위상이 진상($D > 0$) 일 경우 1차 측으로 에너지를 전달하고 지상($D < 0$) 일 경우 2차 측으로 에너지를 전달한다. 전력전달량은 0에서 0.5로 제어되는 1차 측과 2차 측 스위치 위상 천이 크기에 따라 결정된다. 스위치의 위상 천이와 직렬 인덕턴스 값에 의해 결정되는 전력전달량은 아래의 식과 같이 나타난다.

$$P = \frac{V_1 V_2}{2f_{sw} L_{lk}} D(1-D) \quad (3.21)$$

여기서 V_1 은 1차 측의 전압, V_2 는 2차 측의 전압이다. 해당 식에 따르면 전력 전달은 위상천이 크기에 따라 달라진다.

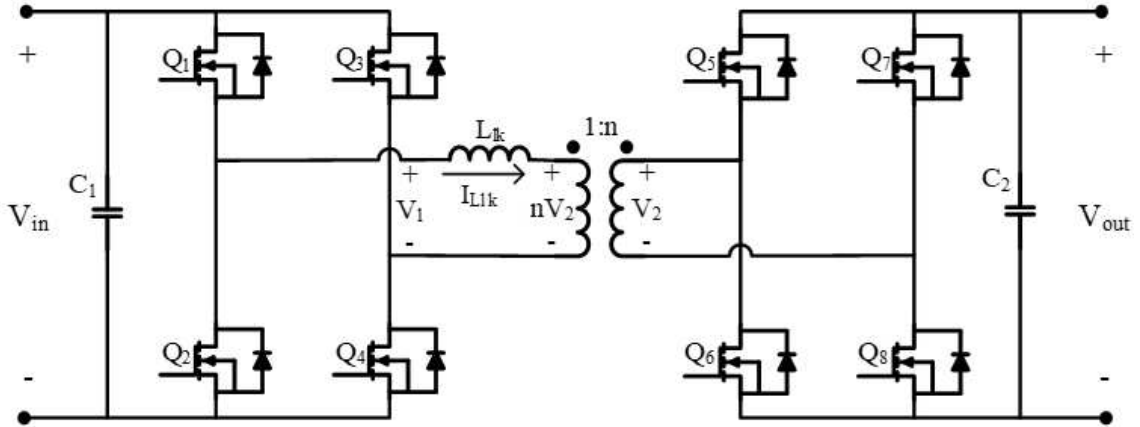


그림 3.13. 배터리 팩 충전기 컨버터 구조.

Fig. 3.13. Battery charger converter specification.

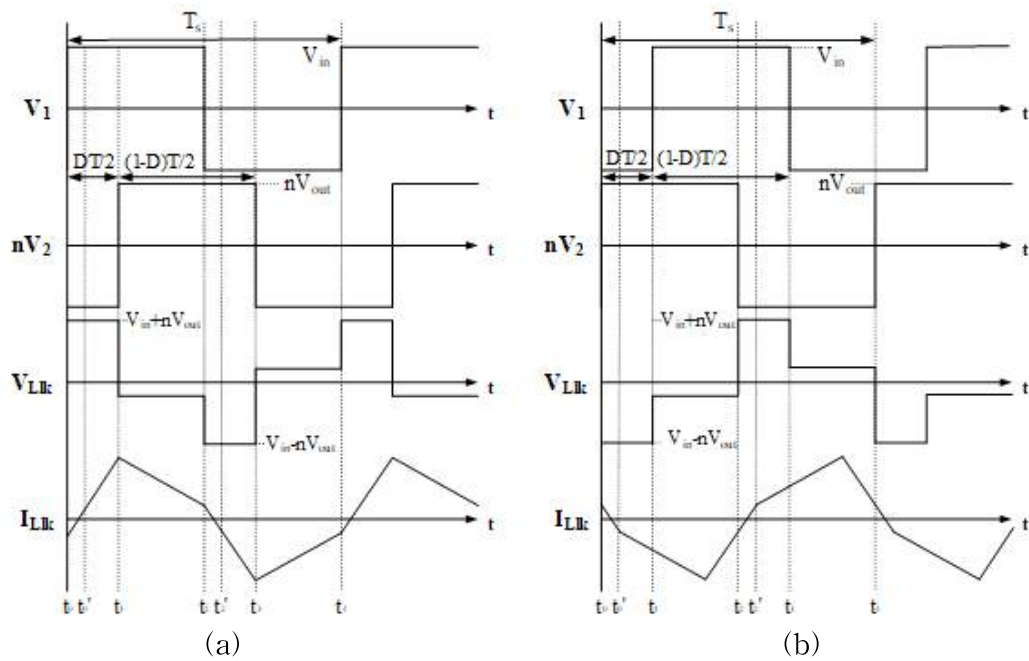


그림 3.14. 배터리 팩 충전기 컨버터 파형: (a) 벙 모드($D > 0$); (b) 부스트 모드($D < 0$).

Fig. 3.14. Battery charger converter waveform: (a) buck mode($D > 0$); (b) boost mode($D < 0$).

표 3.7. 배터리 팩 충전기 컨버터 사양.

Table. 3.7. Battery charger converter specification.

Name	Symbol	Value
권선 비	n	0.56
DC 버스 전압	V_1	750V
배터리 전압	V_2	320V~420V
스위칭 주파수	f_{sw}	40kHz
입력 필터 커패시터	C_1	55 μF
출력 필터 커패시터	C_2	100 μF

Step 2) 목적함수 및 설계변수 선정

가) 목적함수 선정

제안된 설계 방식에서, 이중 능동 브릿지 컨버터용 자성소자 최적 설계를 위한 목적함수는 다음과 같이 정의된다.

$$\underset{x}{Min} J = [V_{total}, P_{total}, D_{loss}] \quad (3.22)$$

$$D_{loss} = |D_{ref} - D_{design}| \quad (3.23)$$

배터리 균등화 회로용 변압기 최적설계의 목적함수와 마찬가지로, 목적함수에는 부피, 손실과 더불어 제어를 최적화 하는 목적함수인 위상천이 듀티 손실 D_{loss} 가 포함된다. 위상천이 듀티 손실은 배터리의 최대 전압 상태에서 최대 전력 출력을 보장하는 정격 위상천이 D_{design} 이 기준 위상천이 값 D_{ref} 에서 얼마나 벗어나 있는지를 나타낸다. 기준 위상천이 값은 다음 식으로부터 계산할 수 있다.

$$P_{max} = \frac{V_1 V_{2,max}}{2f_{sw} L_{lk}} D_{ref} (1 - D_{ref}) = \frac{V_1 V_{2,min}}{2f_{sw} L_{lk}} D_{max} (1 - D_{max}) \quad (3.24)$$

기준 위상천이 값이란, 배터리의 최저 전압 상태에서 최대 위상천이 듀티비 $D_{max} = 0.5$ 에서 최대 전력을 출력할 수 있으면서 낮은 전력 요구사항에 대한 제어 여유를 최대로 갖는 위상천이 값을 뜻한다. 배터리는 저장된 에너지를 사용할수록 개방 전압이 감소하며 충방전을 위한 이중 능동 브릿지 컨버터는 DC 버스의 요구사항에 맞추어 최저 전압 상태의 배터리를 통해서도 위상천이 값을 증가시켜 최대 전력을 출력할 수 있어야 한다. 따라서 해당 조건을 고려하여 최대 전압 상태에서 최대 전력을 출력할 수 있는 정격 위상천이 설계 값은 제어 여유와 위상천이가 커질수록 증가하는 RMS 전류를 고려하여 적절한 값으로 설계해야 한다.

하지만 초기 설계 단계에서 정격 위상천이 값을 작게 설계할 경우, 제어 보드의 제어 정밀도의 한계로 인해 DC 버스의 낮은 전력 요구사항에 따른 전력을 출력하

기 어렵다. 이는 요구 전력 보다 높거나 낮은 전력을 출력하게 되어 불안정적인 배터리 사용을 초래한다. 따라서 이중 능동 브릿지 컨버터 위상천이 설계 값은 배터리 최저 전압상태의 최대출력에 대한 제어 여유와 DC 버스의 낮은 전력 요구사항에 따른 제어 여유를 동시에 고려해야 한다. 그 조건을 수식화 한 것이 위상천이 듀티 손실이다. 배터리의 최소 전압으로 식 (3.24)를 통해 계산된 기준 위상천이 D_{ref} 선정은 그림 3.15에 나타난다.

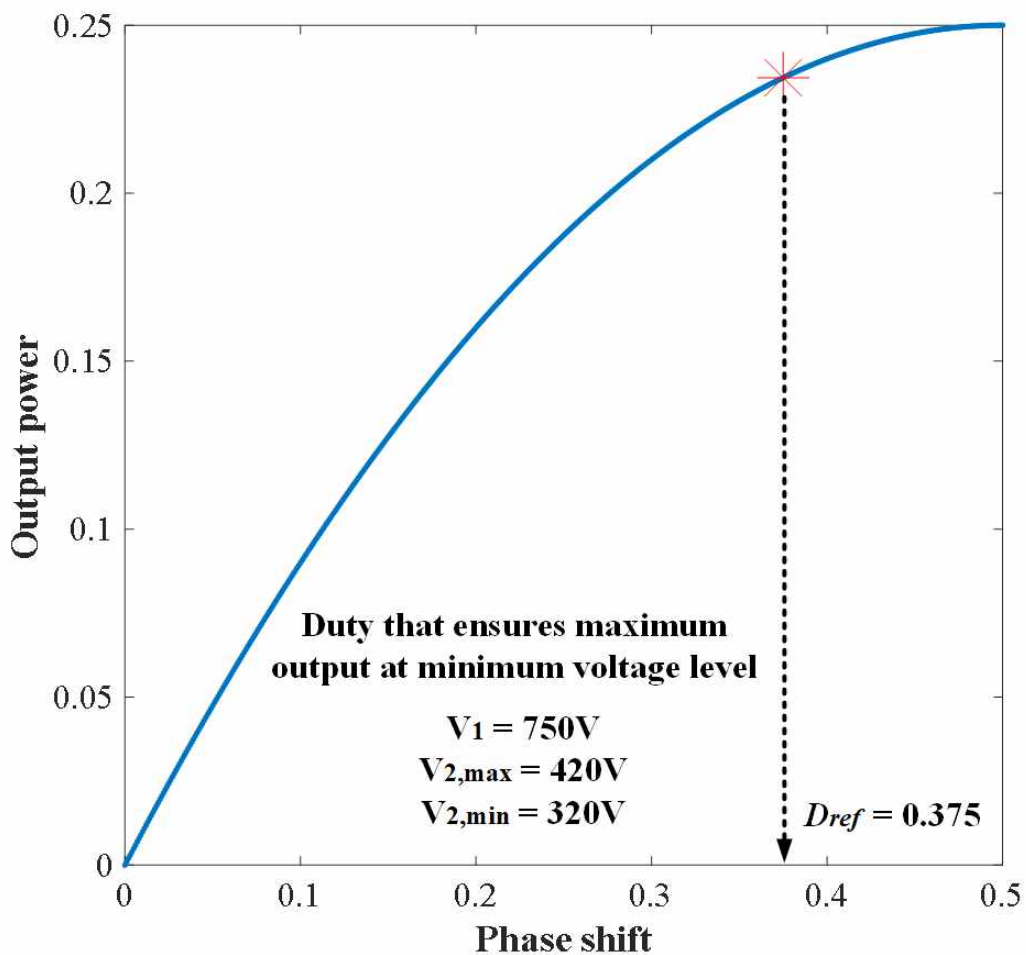


그림 3.15. 배터리 전압상태에 따른 기준 위상천이.

Fig. 3.15. Reference phase transition depending on battery voltage status.

나) 설계변수 선정

배터리 팩 충전전기 컨버터용 변압기 최적설계의 설계변수는 다음과 같이 정의된다.

$$\vec{x} = (D_{design}, B_{m,trns}, B_{m,ind})^T \quad (3.25)$$

여기서 $B_{m,trns}$ 는 변압기 코어의 최대 자속밀도를 의미하고, $B_{m,ind}$ 는 직렬 인덕터 코어의 최대 자속밀도를 의미한다. 통상 인덕터는 DC 바이어스가 있으므로 $B_{m,ind}$ 으로 설계하지 않으나, 이중 능동 브릿지 컨버터는 스위칭 특성으로 인해 인덕터 전류가 항상 0과 최댓값 사이에서 변화하므로 DC 바이어스가 존재하지 않으므로 변압기 설계와 동일하게 설계 가능하다. 각 자성소자의 최대 자속밀도는 코어의 부피 및 손실, 권선 수에 영향을 끼치는 중요한 설계 변수이다. 여기서 설계변수들은 알고리즘 코드 검증 결과를 거치며, 권선의 총면적이 코어 창 단면적을 초과하지 않으면서 과도한 최대 자속밀도 $B_{m,trns}$, $B_{m,ind}$ 를 갖지 않으며, 최소 95% 이상의 변압기 효율을 달성하는 범위로 설정했다.

다) 설계절차 수립 및 상충관계 분석

배터리 팩 충전전기 컨버터용 변압기 최적설계의 설계절차는 다음과 같다. 가장 먼저 주어진 범위 안에서 주어진 설계변수들에 의해 정격 위상천이에서 최대 전력을 출력하기 위한 직렬 인덕턴스 값과 1, 2차 측의 RMS 전류를 계산한다. 여기서는 벡 모드로 설계를 시작한다고 가정한다.

$$L_{lk} = \frac{V_1 V_2}{2f_{sw} P} D_{design} (1 - D_{design}) \quad (3.26)$$

$$M = \frac{0.5 T_s R_{load}}{L_{lk} N^2} D_{design} (1 - D_{design}) \quad (3.27)$$

$$I_{1,ind} = \frac{((2D_{design} - 1) + M) V_1 T_s}{4L_{lk}} \quad (3.28)$$

$$I_{2,ind} = \frac{(1 + M(2D_{design} - 1)) V_1 T_s}{4L_{lk}} \quad (3.29)$$

$$I_{1,rms} = \sqrt{\frac{I_{1,ind}^2 + I_{2,ind}^2 + I_{1,ind}I_{2,ind}(1 - 2D_{design})}{3}} \quad (3.30)$$

$$I_{2,rms} = \frac{I_{1,rms}}{N} \quad (3.31)$$

다음으로 A_p 설계방식을 통해 변압기 및 인덕터 코어의 코어 유효 단면적과 그로 인한 부피, 1차 측 권선 수를 계산한다.

$$A_{p,trns} = \frac{P_{tot} \cdot 10^4}{B_{m,trns} f_{sw} JK_f K_u} = \frac{(V_1 I_{1,rms} + V_2 I_{2,rms}) \cdot 10^4}{B_{m,trns} f_{sw} JK_f K_u} \quad (3.32)$$

$$A_{p,ind} = \frac{V_1 I_{1,rms} \cdot 10^4}{B_{m,ind} f_{sw} JK_f K_u} \quad (3.33)$$

$$N_1 = \frac{V_1 \cdot 10^4}{B_{m,trns} f_{sw} A_{e,trns} K_f} \quad (3.34)$$

$$N_{ind} = \frac{V_1 \cdot 10^4}{B_{m,ind} f_{sw} A_{e,ind} K_f} \quad (3.35)$$

그 후, 제조사의 데이터시트를 참고하여 PQ형상코어의 A_p 를 통해 계산한 코어 부피를 바탕으로 $A_{p,trns}$ 와 $A_{p,ind}$ 로부터 코어 부피를 계산한다. 계산된 코어 부피와 권선 수를 바탕으로, 자성소자 총 부피와 손실을 계산한 후 파레토 최적 집합에 업데이트 한다.

$$V_{total} = V_{trns} + V_{ind} \quad (3.36)$$

$$P_{core,trns} = \frac{8}{\pi^2 [4D_{design} (1 - D_{design})]^{\gamma+1}} k_{fe} f_{sw}^{\alpha} B_{m,trns}^{\beta} V_{trns} \quad (3.37)$$

$$P_{core,ind} = \frac{8}{\pi^2 [4D_{design} (1 - D_{design})]^{\gamma+1}} k_{fe} f_{sw}^{\alpha} B_{m,ind}^{\beta} V_{ind} \quad (3.38)$$

$$P_{copper,pri} = \frac{\rho N_p MLT}{W_{a,pri}} I_{1,rms}^2 \quad (3.39)$$

$$P_{copper,sec} = \frac{\rho N_s MLT}{W_{a,sec}} I_{2,rms}^2 \quad (3.40)$$

$$P_{copper,ind} = \frac{\rho N_{ind} MLT}{W_{a,ind}} I_{1,rms}^2 \quad (3.41)$$

$$P_{total} = P_{trns} + P_{ind} = P_{core,trns} + P_{core,ind} + P_{copper,trns} + P_{copper,ind} \quad (3.42)$$

여기서 $P_{core,trns}$ 는 변압기의 철손, $P_{core,ind}$ 는 인덕터의 철손, γ 는 코어의 재료상수이며, $P_{copper,pri}$ 와 $P_{copper,sec}$ 은 변압기 권선의 동손, $P_{copper,ind}$ 은 인덕터 권선의 동손, P_{total} 은 자성소자의 총 손실이다.

이중 능동 브릿지 컨버터의 자성소자 설계과정의 상충관계로는 정격위상천이 D_{design} 이 증가한다면 식 (3.26)에 의해 누설인덕턴스 L_{lk} 가 증가, 식 (3.30)에 의해 RMS 전류가 증가하여 식 (3.32), (3.33)의 A_p 및 식 (3.39), (3.40), (3.41)의 동손이 증가한다. 최대 자속밀도 B_m 이 증가한다면 식 (3.32), (3.33)에 의해 A_p 가 줄어들어 코어 부피는 줄어들지만 높은 B_m 은 식 (3.37), (3.38)의 추가적인 철손을 초래한다. 반면, B_m 이 감소한다면 식 (3.32), (3.33)에 의해 A_p 가 증가하여 코어 부피는 증가하지만 식 (3.34), (3.35)의 권선수가 줄어들어 동손이 감소한다.

Step 3) 파레토 최적 집합 도출

배터리 균등화 회로용 변압기 최적화 설계와 마찬가지로 비지배 정렬 유전 알고리즘-II는 $Generation_{max}$ 에 도달할 때까지 각 세대에 대해 200개의 설계 샘플을 생성하며, 알고리즘 세팅 및 생성된 파레토 전선 표 3.8과 그림 3.16와 같다. 알고리즘은 최종적으로 가장 높은 적합도 평가를 받은 200개의 배터리 팩 충전기용 변압기 설계 후보를 생성한 후 해당 최적해 집합을 PLECS 연동시뮬레이션 파트에 전달한다.

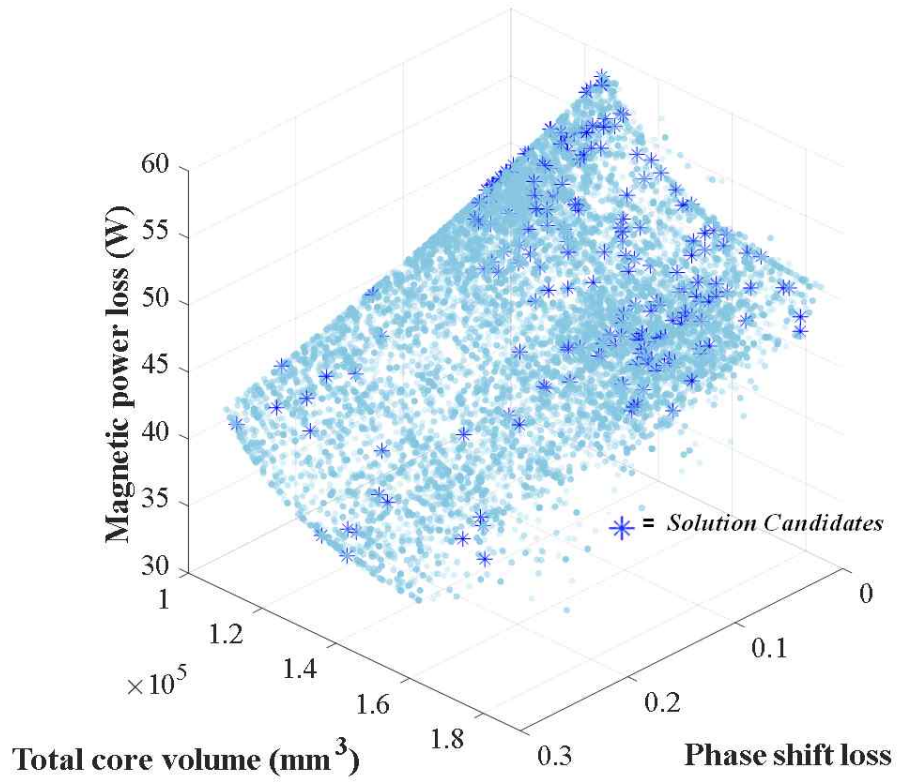


그림 3.16 계산된 배터리 팩 충전기 Pareto front.

Fig. 3.16. Computed Pareto front for the battery charger.

표 3.8. 배터리 팩 충전기 비지배 정렬 유전 알고리즘-II 세팅.

Table. 3.8. NSGA-II algorithm setting for the battery charger.

Name	Value
인구수	200
교차확률	0.9
변이확률	0.5
최대인구수	50
변이강도	0.05

Step 4) PLECS 연동 시뮬레이션 진행

1) 변압기 및 컨버터 시뮬레이션 회로 모델링

배터리 팩 충전기의 변압기 코어로는 PQ 코어를, 인덕터 코어로는 토로이드 코어를 사용한다. 배터리 균등화 회로용 변압기 설계와 마찬가지로 변압기 및 인덕터 코어에 대한 퍼미언스 기반 등가 회로 모델을 PLECS에 구성한다. 변압기 및 인덕터 코어의 퍼미언스는 유효 자기 경로를 따라 배치되고 공기를 통한 누출 경로에 대해 P_{air} 를 배치한다. 인덕터 코어는 유효 자기 경로를 따라 퍼미언스와 함께 공극을 배치한다. 또한 G_m 은 코어 손실을 모델링하기 위한 자기 컨덕턴스이며, 각 코어 손실은 다음과 같이 표현된다.

$$P_{core,trans} = F_{trans} \dot{\Phi} = \dot{\Phi}^2 G_{m,trans} \quad (3.43)$$

$$R_{m,trans} = \frac{\left(\frac{V_p}{N_p}\right)^2}{P_{core,trans}} \quad (3.44)$$

$$P_{core,ind} = F_{ind} \dot{\Phi} = \dot{\Phi}^2 G_{m,ind} \quad (3.45)$$

여기서 $P_{core,trans}$ 는 변압기의 코어 손실이고, $P_{core,ind}$ 는 인덕터의 코어 손실. F_{trans} 와 F_{ind} 는 각 자성소자의 기자력이며, $\dot{\Phi}$ 는 코어에 흐르는 자속의 시간에 따른 변화율이다.

$$R_{1,winding} = \frac{\rho N_p M L T}{W_a} \quad (3.46)$$

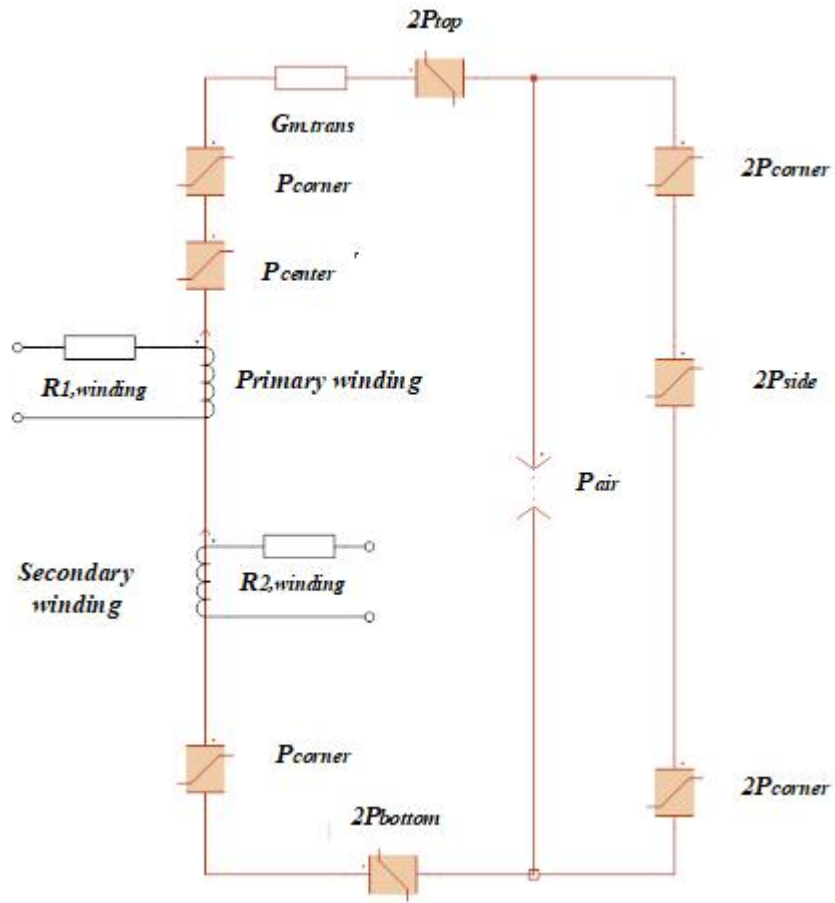
$$R_{2,winding} = \frac{\rho N_s M L T}{W_a} \quad (3.47)$$

$$R_{m,ind} = \frac{\left(\frac{V_{ind}}{N_{ind}}\right)^2}{P_{core,ind}} \quad (3.48)$$

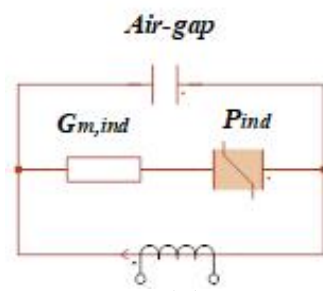
$$R_{ind} = \frac{\rho N_{ind}^2 MLT}{W_a} \quad (3.49)$$

여기서 $R_{m,trans}$ 와 $R_{m,ind}$ 는 각 자성소자의 코어 손실을 나타낸 저항이고, $R_{p,winding}$ 과 $R_{s,winding}$ 은 1차 권선과 2차 권선, 그리고 $R_{ind,winding}$ 은 인덕터 권선의 권선저항이다.

변압기와 인덕터 자기 모델링은 그림 3.17에 나타나 있으며, 파레토 최적 집합에 대한 컨버터 효율분석을 빠르게 실행하여 하드웨어 설계 후보군을 설정하기 위해 각 모드의 배터리 부하 대신 저항을 사용한 전력 효율 시뮬레이션 회로, 그리고 선정된 설계 후보군에 대한 정확한 분석을 위해 1차 측에 DC 버스 전압원, 2차 측에 배터리 팩 등가회로 모델을 사용한 에너지 효율 시뮬레이션 회로를 각각 그림 3.18 과 3.19에 나타내었다.



(a)



(b)

그림 3.17. 배터리 팩 충전기 자기회로 간략화 모델: (a) 변압기 모델; (b) 인덕터 모델.

Fig. 3.17. Simplified magnetic circuit model for the battery charger: (a) transformer model; (b) inductor model.

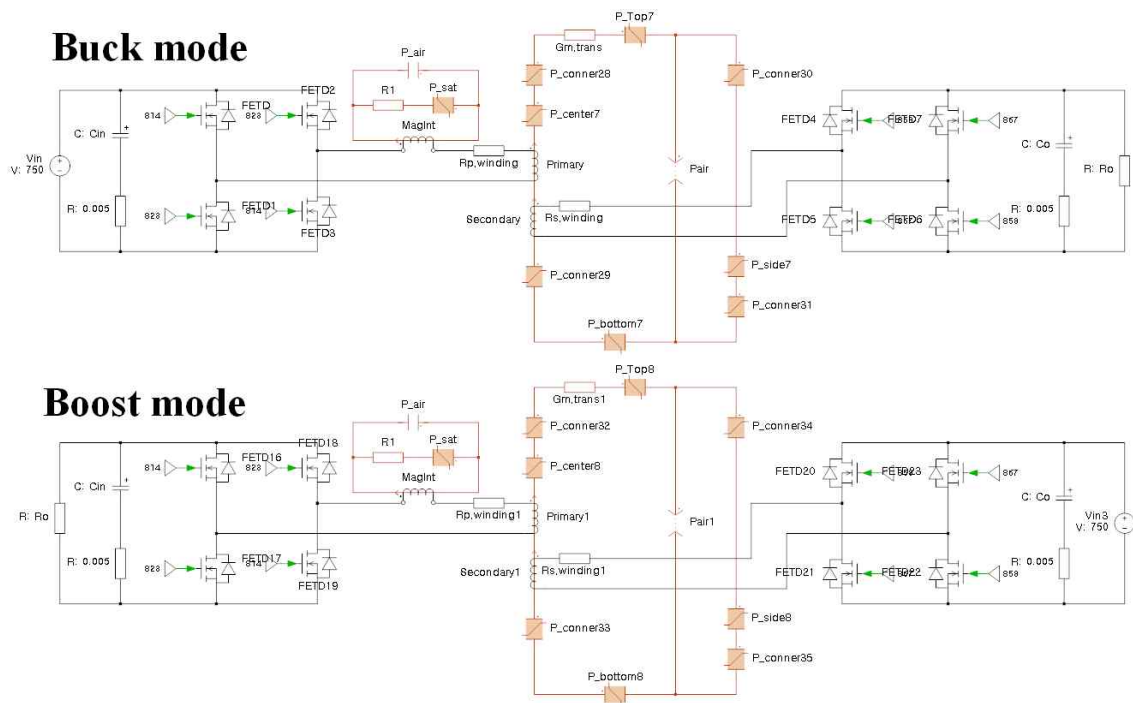


그림 3.18. 배터리 팩 충전장치 전력 효율 시뮬레이션을 위한 PLECS 회로.

Fig. 3.18. PLECS power efficiency simulation schematic for the battery charger.

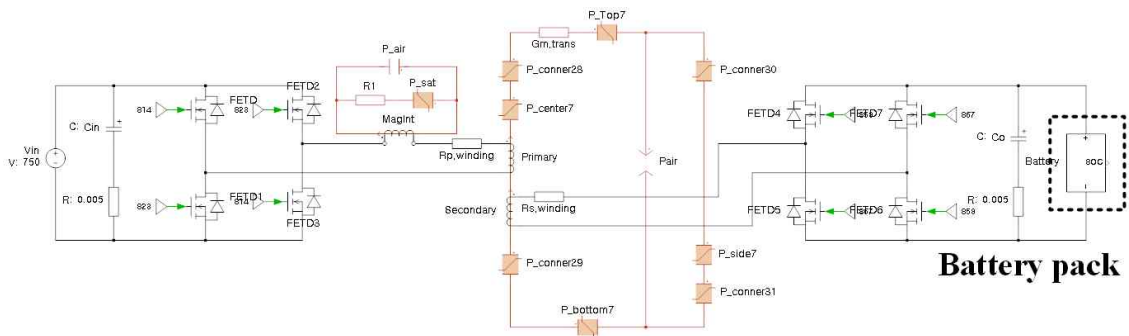


그림 3.19. 배터리 팩 충전장치 에너지 효율 시뮬레이션을 위한 PLECS 회로.

Fig. 3.19. PLECS energy efficiency simulation schematic for the battery charger.

2) 컨버터 시뮬레이션 결과

배터리 균등화 회로용 변압기 설계와 동일한 절차로 PLECS는 200개의 설계 후보 중에서 단일 설계 후보를 결정하기 위해 양방향 전력 효율과 에너지 효율 두 가지 시뮬레이션을 진행한다. 가장 먼저 파레토 최적 집합에 대한 전력 효율 시뮬레이션을 수행하고 이후 전력 효율 시뮬레이션 결과를 정렬하며, 순위가 매겨진 최적 설계 샘플 중에서 배터리 균등화 회로용 변압기 설계와 동일한 기준으로 3개의 후보를 선정한다.

그 다음으로 세 가지 설계 후보 중 단일 설계 후보를 채택하기 위해 배터리 팩 충전방전기 에너지 효율 시뮬레이션을 진행한다. 모든 후보는 동일한 리튬 이온 셀 조건에서 SOC 40%에서 80%, SOC 80%에서 40%를 이룰 때까지 양방향 충전 시뮬레이션을 진행하였으며, 시뮬레이션 결과를 통해 하드웨어 테스트 샘플 파라미터로 가장 높은 효율을 갖는 3번 후보를 선택한다. 또한 제안된 알고리즘을 통해 설계된 변압기와 비교하기 위해 K_{gfe} 방식으로 변압기를 설계한다. K_{gfe} 방식을 통해 설계된 변압기와 제안된 알고리즘으로 설계된 변압기 설계 변수는 각각 표 3.9과 표 3.10에 나타난다.

제안된 방식으로 설계된 변압기가 K_{gfe} 설계 대비 많은 권선 수를 가지면서 부피가 작은 이유는, $B_{m,trans}$ 와 권선 수를 높일수록, 보다 작은 D_{design} 를 통해 RMS 전류 크기를 낮출수록, 변압기의 특정 전력처리 능력에 대한 요구되는 최소 코어 부피를 나타내는 지표인 A_p 를 줄일 수 있기 때문이다. 세 가지 후보에 대한 설계 변수와 에너지 효율 시뮬레이션 결과를 정리하면 표 3.9와 같다.

표 3.9. 배터리 팩 충전기 K_{gfe} 방식 변압기 설계 변수.

Table. 3.9. Design parameters of the K_{gfe} method of transformer for the battery charger.

Name	Symbol	Value
정격 위상천이	D_{design}	0.375
변압기 최대 자속밀도	$B_{m,trans}$	0.42T
변압기 권선 수	$N_p : N_s$	22.46:12.58
변압기 코어 부피	$V_{core,trans}$	$59735mm^3$
인덕터 최대 자속밀도	$B_{m,ind}$	0.3T
인덕터 권선 수	N_{ind}	14.41
인덕터 코어 부피	$V_{core,ind}$	$45715mm^3$
자성소자 코어 부피	V_{total}	$105450mm^3$

표 3.10. 배터리 팩 충전기 에너지 효율 시뮬레이션 결과

Table. 3.10. Battery charger energy efficiency simulation results..

Name	Symbol	Candidate 1	Candidate 2	Candidate 3
정격 위상천이	D_{design}	0.3094	0.2645	0.2181
변압기 최대 자속밀도	$B_{m,trans}$	0.3869T	0.3976T	0.3886T
변압기 권선 수	$N_p : N_s$	24.25:13.58	24.46:13.7	25.28:14.16
변압기 코어 부피	$V_{core,trans}$	$60213mm^3$	$57058mm^3$	$56215mm^3$
인덕터 최대 자속밀도	$B_{m,ind}$	0.3T	0.3T	0.3T
인덕터 권선 수	N_{ind}	13.9	13.52	13.11
인덕터 코어 부피	$V_{core,ind}$	$43329mm^3$	$41907mm^3$	$40585mm^3$
자성소자 코어 부피	V_{total}	$103542mm^3$	$98965mm^3$	$96800mm^3$
에너지 효율	η_{energy}	97.86%	97.95%	98.11%

4. 설계 결과 및 검증

본 장에서는 3장에서 제안한 다목적 최적화 알고리즘을 사용한 변압기 설계 방식을 이용해 도출한 변압기 설계치를 바탕으로 Hardware-in-the-loop simulation (HILS) 및 하드웨어를 통해 검증을 진행한다. 20W급 배터리 균등화 회로용 변압기는 K_{gfe} 방식을 통해 제작한 변압기와 제안된 알고리즘을 통해 제작된 변압기 두 가지를 하드웨어로 비교 검증하고, 12.5kW급 배터리 팩 충방전기용 변압기는 기존 설계 방식을 통해 제작한 변압기와 제안된 알고리즘을 통해 제작된 변압기 두 가지를 PLECS RT-Box2를 사용한 HILS 환경에서 비교 검증한다.

4.1 20W급 배터리 균등화 회로용 변압기 설계

4.1.1 20W급 배터리 균등화 회로용 변압기 설계 결과

3.1.3 절에서 선택된 최적 설계된 변압기의 권선 비, 1차 측과 2차 측의 권선 수는 소수점인 상태로, 실제 하드웨어로 제작하기엔 어려움이 있다. 따라서 최대한 기존 최적 권선 비 및 권선 수를 최대한 유지하기 위해 일정 권선 수를 반올림 하여 44:9의 권선 수를 갖는 변압기를 제작한다. 또한 최적 설계된 변압기와 비교하기 위해 K_{gfe} 방식으로 변압기를 설계하여 하드웨어를 통해 검증한다.

최적 설계된 변압기와 기존 변압기 샘플은 그림 4.1, 설계치는 표 4.1에 나타난다.

Proposed design Conventional design

그림 4.1. 설계된 변압기 테스트 샘플.

Fig. 4.1. Designed test samples.

표 4.1. 배터리 균등화 회로 변압기 테스트 샘플 설계 변수.

Table. 4.1. Hardware design parameters of the test samples for the battery equalizer.

Parameter	K_{gfe}	Proposed
코어 재료	TDK ferrite N87	
코어 규격	EE25/13/7	EE20/10/6
코어 유효 단면적	$52.5mm^2$	$32.1mm^2$
코어 창 면적	$87mm^2$	$57.4mm^2$
코어 부피	$3020mm^3$	$1490mm^3$
권선 비 $N_p : N_s$	40:8	44:9
1차 권선 단면적	$0.3mm^2$	$0.16mm^2$
2차 권선 단면적	$0.7mm^2$	$0.7mm^2$

4.1.2 20W급 배터리 균등화 회로용 변압기 설계 검증

1) 전력 효율 분석 결과

본 장에서는 4.1.1절에서 설계한 배터리 균등화 회로용 변압기 샘플들을 통해 하드웨어 검증을 진행한다. 제안된 알고리즘의 효과를 검증하기 위해 20 직렬 리튬이온셀 액티브 밸런싱을 위한 20W급 프로토타입 배터리 균등화 회로를 제작하여 테스트하였으며, 하드웨어 검증을 위해 다음 두 가지 실험을 수행한다. 먼저 제안된 설계와 기존 설계 간의 다양한 부하 조건을 적용한 전력 효율 비교 실험을 수행하였으며, 다음으로 에너지 효율 실험을 통해 벡 모드 및 부스트 모드를 교번하는 액티브 밸런싱 동작프로파일에 대한 컨버터의 에너지 효율을 확인하였다.

실험 장비 구성은 그림 4.2와 같으며 실험 파라미터는 표 4.2과 같다. 전력 효율 시험 시나리오의 경우, 컨버터는 0.5A부터 3.0A까지 다양한 기준 전류 값을 갖는 CC 모드로 동작하여 다양한 동작 듀티 값에 대한 컨버터 효율을 확인한다. 벡 모드 시험의 경우, 배터리 팩을 배터리 모사장비(KERNEL BTU-1601-DH)로 모사하고 CV 모드의 전전 부하를 2차 측에 연결하여 셀 $V_{cell, Buck}$ 을 모사한다. 부스트 모드 시험의 경우, $V_{cell, Boost}$ 가 있는 배터리 모사장비를 2차 측에 연결하고 CV 모드의 전기 부하를 1차 측에 연결하여 배터리팩을 모사한다. 두 모드의 동작 시 효율은 전력 분석기(YOKOGAWAT1804E)로 분석한다. 벡 모드 실험의 경우 배터리 팩의 에너지로 가장 낮은 전압의 셀을 충전하므로 셀 개방회로전압 V_{cell} 을 3.6V로 설정하고, 부스트 모드의 경우 가장 높은 전압의 셀의 에너지로 배터리 팩을 충전하므로 V_{cell} 을 4.2V로 설정한다.

제안된 설계는 기존 설계 대비 표 4.1에 나타난 바와 같이 약 절반의 코어 체적을 가지며 대부분의 인덕터 전류 범위에서 벡 모드, 부스트 모드 모두 더 높은 효율을 달성한다. 이는 제안된 설계가 기존 설계보다 최대 10.8% 높은 효율과 49.34% 감소된 코어 부피로 요구 사양을 만족함을 보여준다. 전력 효율 시험 결과는 그림 4.3에 나타난다.



그림 4.2. 배터리 균등화 회로 실험 장비 구성.

Fig. 4.2. Battery equalizer test equipment setup.

표 4.2. 배터리 균등화 회로 실험을 위한 파라미터 구성.

Table. 4.2. Parameters for the experimental setup for the battery equalizer.

Name	Value
배터리 팩 개방회로전압 V_{pack}	76V
셀 개방회로전압 V_{cell} (벽 모드)	3.6V
셀 개방회로전압 V_{cell} (부스트 모드)	4V
부하저항 (벽 모드)	1.8 Ω
부하저항 (부스트 모드)	1.2k Ω

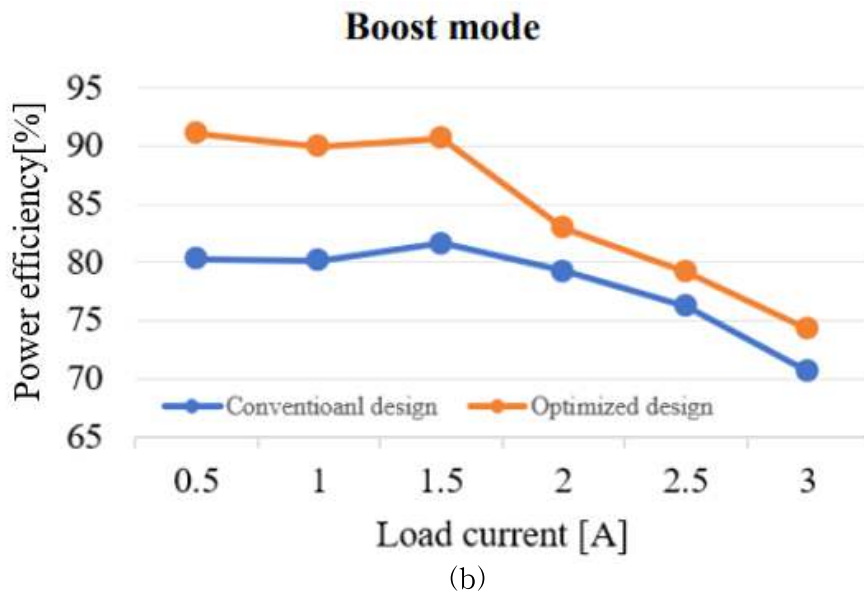
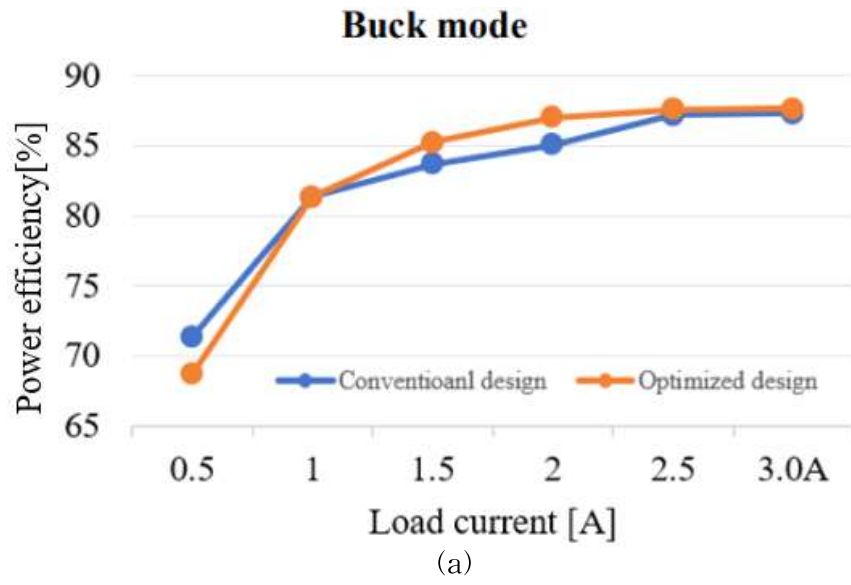


그림 4.3. 배터리 균등화 회로 전력 효율 실험 결과: (a) 벡 모드; (b) 부스트 모드.

Fig. 4.3. Battery equalizer power efficiency test results: (a) buck mode; (b) boost mode.

2) 에너지 효율 분석 결과

배터리 균등화 회로의 에너지 효율 실험은 20 직렬 리튬이온셀에 대한 액티브 밸런싱을 30분간 진행하면서 전력 효율을 측정한다. 밸런싱 시험의 셀 전압 간의 최대 초기 전압 편차를 100mV로 설정하고 전력 분석기를 통해 배터리 균등화 회로의 시간에 따른 전력 효율을 기록한다. 시간에 따른 전력 효율 측정결과는 그림 4.4와 같다.

균등화 회로의 액티브 밸런싱 알고리즘은 20초마다 벡 모드와 부스트 모드를 교번하므로 그림 4.4와 같이 사각형 형태의 효율 파형을 생성한다. 효율이 높게 나타나는 구간은 에너지가 배터리 팩에서 배터리 셀로 흐르는 벡 모드 구간이며, 효율이 낮게 나타나는 구간은 에너지가 배터리 셀에서 배터리 팩으로 흐르는 부스트 모드 구간이다.

에너지 효율 실험 데이터로부터 시험 시간에 따른 전력 효율을 적분하여 에너지 효율을 계산하고 그 결과를 표 4.3에 정리하였다. 이러한 결과를 통해 제안된 최적 변압기 설계는 기존 설계 방법보다 벡 모드에서 2%, 부스트 모드에서 0.7%, 전체 에너지 효율은 1.5% 높은 에너지 효율을 달성함을 알 수 있다.

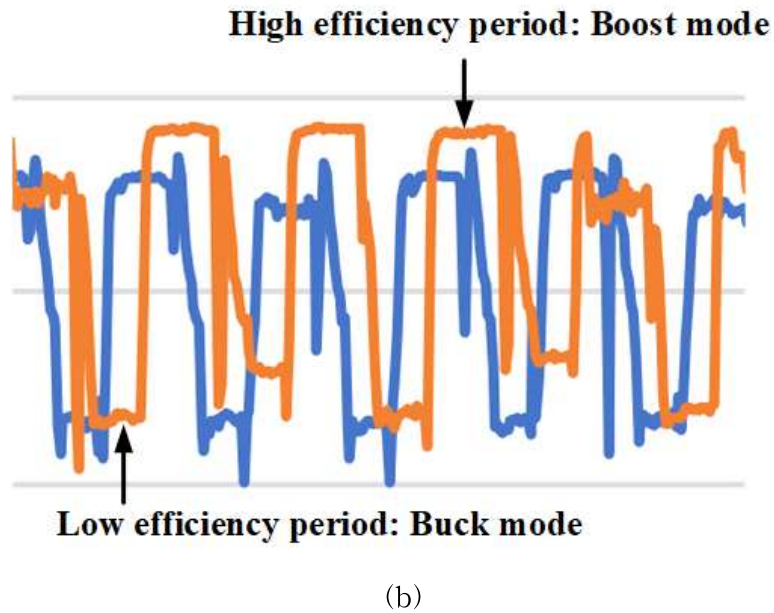
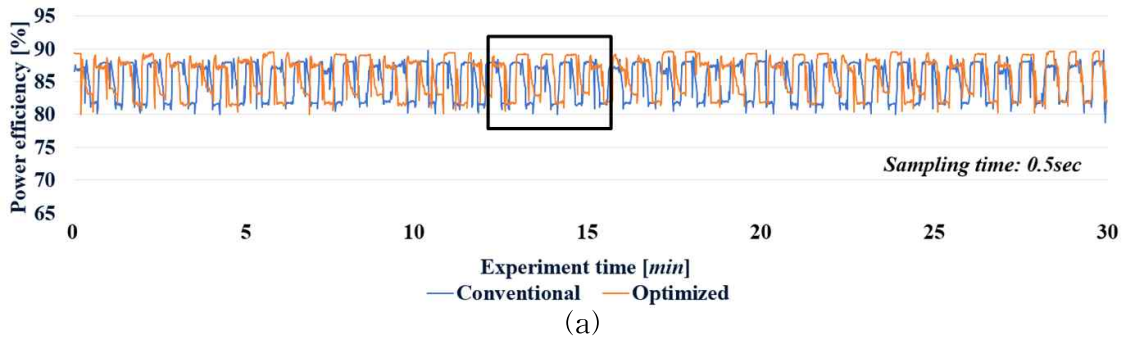


그림 4.4. 배터리 균등화 회로 에너지 효율 실험 전력 효율 변화 추이: (a) 전체 실험 파형; (b) 확대 파형.

Fig. 4.4. Battery equalizer energy efficiency test power efficiency changes: (a) total experimental waveform; (b) enlarged waveform.

표 4.3. 배터리 균등화 회로 에너지 효율 실험 결과.

Table 4.3. Battery equalizer energy efficiency test results.

Energy efficiency type	K_{gfe}	Proposed
벅 모드 에너지 효율 (%)	86.01	88.10
부스트 모드 에너지 효율 (%)	82.37	83.11
전체 에너지 효율 (%)	84.19	85.56

4.2 12.5kW급 차량용 배터리 팩 충전전기용 자성소자 설계

4.1.2 12.5kW급 차량용 배터리 팩 충전전기용 자성소자 설계 결과

12.5kW급 배터리 팩 충전전기용 변압기는 PLECS RT box HILS를 사용하여 검증을 진행한다. 하지만 4.1.1절과 달리, 배터리 팩 충전전기용 자성소자 설계 검증은 HILS 환경에서 진행하므로 표 4.4와 같이 3.1.4절에서 설계된 사양을 바탕으로 변압기와 인덕터를 PLECS HILS 환경을 통해 설계 한다. 마찬가지로 최적 설계된 변압기와 비교하기 위해 K_{gfe} 방식으로 변압기와 인덕터를 설계 하여 HILS 환경을 통해 검증한다.

표 4.4. 배터리 팩 충전전기 변압기 테스트 샘플 설계 변수.

Table. 4.4. Hardware design parameters of the test samples.

Parameter	K_{gfe}	Proposed
코어 재료	TDK ferrite PC47	
정격 위상천이	0.375	0.2181
변압기 최대 자속밀도	0.42T	0.3886T
권선 수 $N_p : N_s$	22.46:12.58	25.28:14.16
변압기 1차 측 권선 저항	0.0085Ω	0.0109Ω
변압기 2차 측 권선 저항	0.0027Ω	0.0034Ω
코어 부피	59735mm ³	56215mm ³
인덕터 최대 자속밀도	0.3T	0.3T
인덕터 권선 수	14.41	13.11
인덕터 권선 저항	0.0326Ω	0.0285Ω
인덕터 코어 부피	45715mm ³	40585mm ³
자성소자 코어 부피	105450mm ³	96800mm ³
1차 측 MOSFET 저항	0.065Ω	
2차 측 MOSFET 저항	0.030Ω	

4.1.2 12.5kW급 차량용 배터리 팩 충전전기용 자성소자 설계 검증

1) 전력 효율 분석 결과

본 장에서는 4.1.2절에서 설계한 배터리 팩 충전전기용 변압기 및 인덕터 샘플을 통해 PLECS RT-Box2를 사용하여 HILS 환경에서 하드웨어 검증을 진행한다. 제안된 알고리즘의 효과를 검증하기 위해 750V DC 버스에 연결된 420V 100kWh급 배터리팩을 위한 12.5kW급 배터리 팩 충전전기를 제작하여 테스트하였으며, 하드웨어 검증을 위해 다음 두 가지 시뮬레이션을 수행한다. 먼저 제안된 설계와 기존 설계 간의 벅 모드, 부스트 모드 전력 효율 비교 시뮬레이션을 수행하였으며, 다음으로 에너지 효율 실험을 통해 벅 모드 및 부스트 모드를 교번하는 배터리 충전 동작에 대한 컨버터의 에너지 효율을 확인하였다.

시뮬레이션 장비 구성은 그림 4.5과 같으며 실험 파라미터는 표 4.5와 같다. 전력 효율 시험 시나리오의 경우, 컨버터는 30A의 충전전 전류 값을 갖는 CC 모드로 동작하여 벅 모드 부스트 모드 동작에 대한 컨버터 효율을 확인한다. HILS 시뮬레이션 구성은 RT-Box 2대를 연결하여, 그림 4.6 과 같이 각각 제어기와 플랜트 역할을 수행하도록 설정한다. 충전전기 제어는 디지털 PI 제어와 함께 문헌 [21]의 전향 보상(Feed forward) 제어를 함께 사용하며, 플랜트의 경우 Discrete 환경으로 구성된 HILS에 Continuous로 구성된 자기 시뮬레이션 회로를 구현할 수 없어 효율분석은 C-script로 대체한다.

시뮬레이션 결과를 통해 제안된 설계는 기존 설계 방법보다 벅 모드에서 1.3%, 부스트 모드에서 1.1% 높은 전력 효율을 달성함을 알 수 있다. 이는 제안된 배터리 팩 충전전기 설계가 기존 설계보다 8.2% 작은 자성 소자 코어 부피로 더욱 높은 효율을 달성함을 보여준다. 전력 효율 시험 결과는 표 4.6에 나타난다.

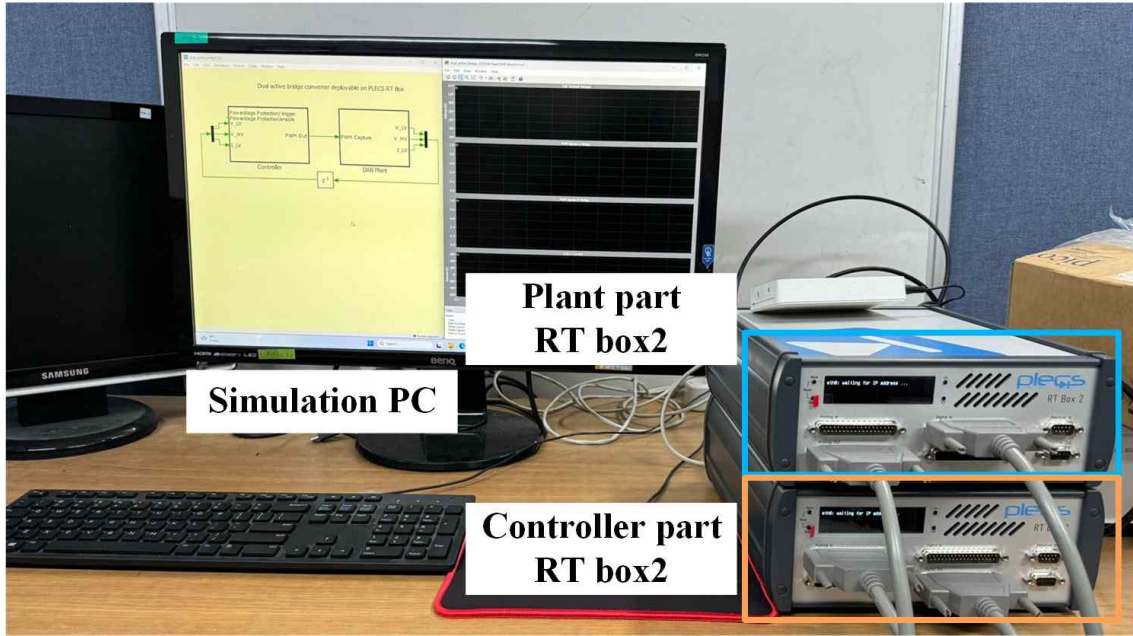


그림 4.5. 배터리 팩 충전기 HILS 실험 구성.

Fig. 4.5. Battery charger HILS test setup.

표 4.5. 배터리 팩 충전기 HILS 파라미터 구성

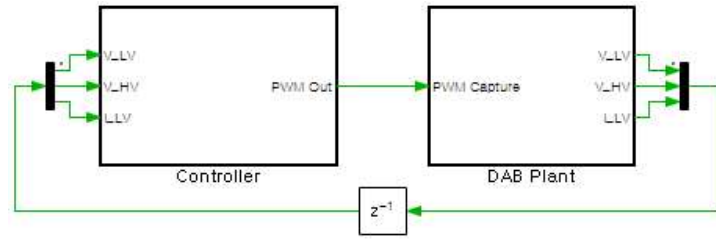
Table. 4.5. Parameters for the battery charger in HILS setup.

Parameter	Value
스위칭 주파수	40kHz
RT-Box 2 이산화 스텝 사이즈	$0.25\mu\text{sec}$
계산 블록 평균화 스텝 사이즈	0.01sec
배터리 팩 충전 전류	30A
배터리 팩 방전 전류	-30A
배터리 팩 초기 SOC	35%

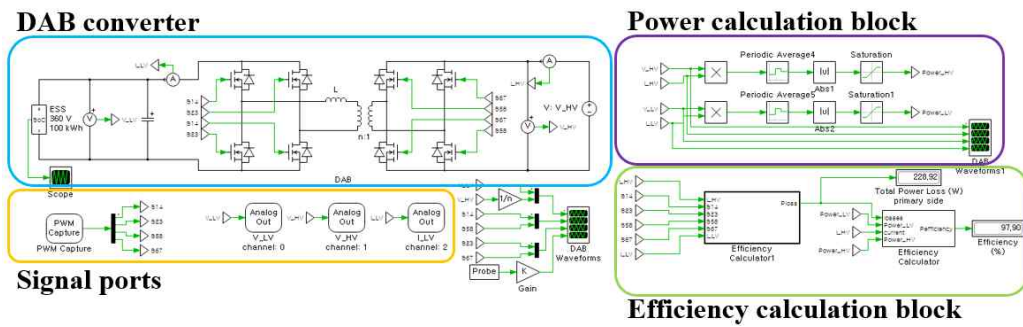
표 4.6. 배터리 팩 충전기 전력 효율 HILS 실험 결과.

Table. 4.6. Battery charger power efficiency HILS test results.

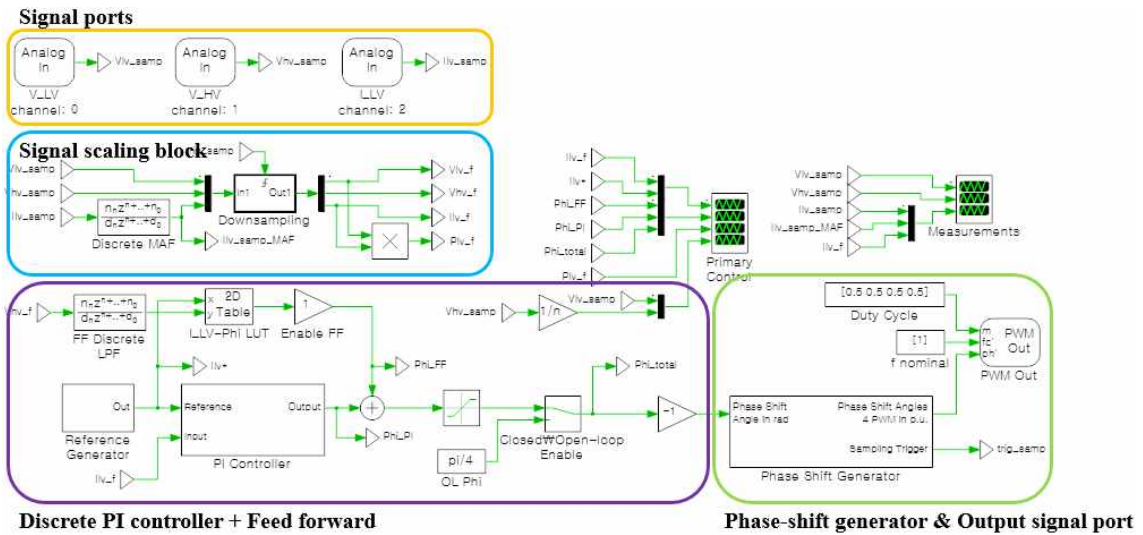
Power efficiency type	K_{gfe}	Proposed
백 모드 전력 효율 (%)	96.51	97.86
부스트 모드 전력 효율 (%)	97.35	98.41



(a)



(b)



(c)

그림 4.6. HILS 시뮬레이션 구성: (a) 주요 시스템 구성; (b) 플랜트 구성; (c) 컨트롤러 구성.

Fig. 4.6. HILS simulation setup: (a) main system configuration; (b) plant configuration; (c) controller configuration.

2) 에너지 효율 분석 결과

배터리 팩 충방전기의 에너지 효율 시뮬레이션은 배터리 팩의 SOC가 40%에서 80%가 될 때까지 충전, 80%에서 40%로 될 때까지 방전하며 컨버터를 양방향 운전 하면서 에너지 효율을 측정한다. 충방전 전류는 전력 효율 시험과 동일하게 30A를 사용한다. 에너지 효율은 C-script를 통해 계산하고 그 실험 파형을 그림 4.7에 나타내고 실험 결과를 표 4.7에 정리하였다.

시뮬레이션 결과를 통해 제안된 설계는 기존 설계 방법보다 8.2% 작은 자성소자 부피와 함께 1.2% 높은 에너지 효율을 달성함을 알 수 있다.

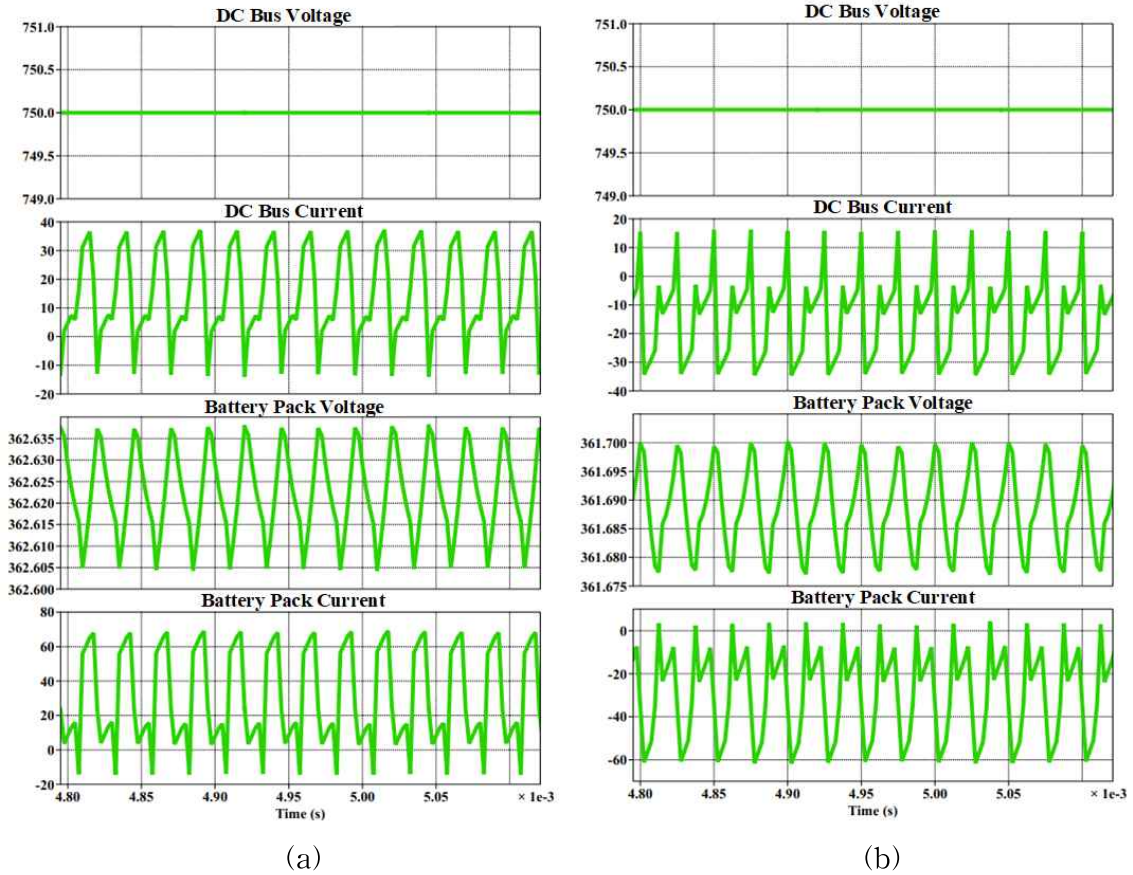


그림 4.7. 배터리 팩 충전기 에너지 효율 HILS 실험 파형: (a) 벡 모드;
(b)부스트 모드.

Figure. 4.7. Waveform of battery charger energy efficiency HILS test: buck mode; (b) boost mode.

표 4.7. 배터리 팩 충전기 에너지 효율 HILS 실험 결과.

Table. 4.7. Battery charger energy efficiency HILS test results.

Efficiency type	K_{gfe}	Proposed
전체 에너지 효율 (%)	96.73	97.99

5. 결론 및 향후과제

5.1 결론

본 논문에서는 기존 변압기 설계에 대한 분석과 양방향 전력 및 에너지 효율을 최적화하기 위하여 비지배 정렬 유전 알고리즘-II를 적용한 양방향 컨버터용 변압기 최적 설계 방법을 제안하였다.

기존의 변압기 설계 방식은 단일 동작점만 고려한 설계와 양방향 효율을 고려하지 않는 설계로 인해 에너지 효율이 중요한 양방향 컨버터용 변압기 설계에 한계가 존재한다. 따라서 본 논문은 가장 중요한 변압기 설계 목표함수인 변압기 손실과 부피에 더불어 양방향 동작 제어성을 추가한 다목적 최적화 설계 알고리즘을 제안한다. 제안하는 변압기 설계방법에서 선택한 다목적 최적화 알고리즘은 비지배 정렬 유전 알고리즘-II를 선택하였는데, 이는 기존 유전 알고리즘 대비, 비지배 정렬을 통해 적합도 평가에서 비지배 솔루션들의 생존가능성을 높여 보다 최적화 된 해를 얻을 수 있게 하고, 군집 거리 정렬을 통해 다양한 솔루션을 찾을 수 있는 장점으로 선택하게 되었다.

또한 본 논문에서는 비지배 정렬 알고리즘-II를 사용한 변압기 최적 설계 방식을 MATLAB을 통해 구현했다. 제안된 설계 알고리즘은 실행 결과로 도출된 Pareto front의 200개 최적화 샘플을 PLECS 전력전자 시뮬레이션과 연동하여 전력 효율 및 에너지 효율을 도출해낸다.

제안한 변압기 설계방법을 증명하기 위하여 20W급 배터리 균등화 회로와 12.5kW급 배터리 팩 충방전기를 예시로 들어 기존 변압기 설계 방법과 제안한 변압기 설계 방법에 대한 전력 및 에너지 효율을 비교하였고 변압기 설계 결과를 통해 하드웨어와 HIL 시뮬레이션을 구성하여 설계 결과에 대한 타당성을 증명하였다. 그 결과 20W급 배터리 균등화 회로는 기존 변압기 설계방법보다 49.34% 감소된 코어 부피로 약 1.4% 높은 에너지 효율을 달성했으며, 12.5kW급 배터리 팩 충방전기는 8.2% 작은 자성소자 부피와 함께 1.2% 높은 에너지 효율을 달성하였다.

5.2 향후 과제

본 논문의 결과를 바탕으로, 향후 해결해야 할 과제들은 다음과 같다.

- 자성소자 상세 분석

- 본 논문은 자성소자 설계에 A_e 와 A_{cw} 로부터 계산된 부피에 B_m 을 적용하여 변압기에 대한 손실을 수치적으로만 해석했으나, 자성소자 및 권선 형상에 따른 선간 커패시턴스, 누설 인덕턴스 등의 구조적 고려요소 또한 존재한다.

- 또한 다양한 FEA(Finite element analysis) 프로그램을 MATLAB과 연동한다면, 최적화 알고리즘의 파레토 도출과정에서 보다 높은 효율을 갖는 자성소자를 상세히 분석할 수 있는 설계 방식을 연구할 수 있을 것으로 예상된다.

- 최적화 대상 확장

- 본 논문에서는 컨버터의 자성소자에 대한 최적화 설계를 수행하였다. 그러나 실제 컨버터 설계에는 자성소자 외에도 필터 설계, 제어 알고리즘의 세부 수치 설계 등 다양한 요소들이 영향을 미친다. 따라서 이러한 요소들을 모두 고려한 최적화 설계에 대한 연구가 필요하다.

- 또한 단일 컨버터나 변압기의 최적 설계뿐만 아니라 다단 전력변환시스템, 에너지 저장장치의 부피나 용량을 고려한 최적 설계 등 다목적 최적 설계 대상을 확장하는 연구가 필요하다. 에너지 저장장치의 부피나 용량을 고려하여 컨버터의 설계를 최적화하여 효율을 향상시키는 연구 또는 온보드차저와 같은 다단 전력변환시스템을 대상으로 각 단의 설계를 최적화하여 성능과 효율을 향상시키는 연구를 통해 배터리 응용 시스템의 효율과 성능을 향상시킬 것으로 기대된다.

참 고 문 헌

- [1] V. T. Tran, M. R. Islam, K. M. Muttaqi and D. Sutanto, "An Efficient Energy Management Approach for a Solar-Powered EV Battery Charging Facility to Support Distribution Grids," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, no. 6, pp. 6517-6526, Nov.-Dec. 2019.
- [2] A. G. Boulanger, A. C. Chu, S. Maxx and D. L. Waltz, "Vehicle Electrification: Status and Issues," in *Proceedings of the IEEE*, vol. 99, no. 6, pp. 1116-1138, June 2011.
- [3] A. Khaligh and M. D'Antonio, "Global Trends in High-Power On-Board Chargers for Electric Vehicles," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 68, no. 4, pp. 3306-3324, April 2019.
- [4] N. M. L. Tan, T. Abe and H. Akagi, "Design and Performance of a Bidirectional Isolated DC - DC Converter for a Battery Energy Storage System," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 3, pp. 1237-1248, March 2012.
- [5] V. T. Tran, M. R Islam, K. M. Muttaqi and D. Sutanto, "A Novel Universal Magnetic Power Plug to Facilitate V2V/V2G/G2V/V2H Connectivity for Future Grid Infrastructure," 2020 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Detroit, MI, USA, 2020.
- [6] Y. Yu, F. C. Lee and J. E. Triner, "Power Converter Design Optimization," in *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-15, no. 3, pp. 344-355, May 1979.
- [7] S. Balachandran and F. C. Lee, "Algorithms for Power Converter Design Optimization," in *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-17, no. 3, pp. 422-432, May 1981.

- [8] W. G. Hurley, W. H. Wolfle and J. G. Breslin, "Optimized transformer design: inclusive of high-frequency effects," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, no. 4, pp. 651–659, July 1998.
- [9] M. Veerachary and A. R. Saxena, "Optimized Power Stage Design of Low Source Current Ripple Fourth-Order Boost DC - DC Converter: A PSO Approach," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 3, pp. 1491–1502, March 2015.
- [10] Z. Ouyang, O. C. Thomsen and M. A. E. Andersen, "Optimal Design and Tradeoff Analysis of Planar Transformer in High-Power DC - DC Converters," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 7, pp. 2800–2810, July 2012.
- [11] S. Thakur, G. Gohil and P. T. Balsara, "Design of Planar Transformer for Dual Active Bridge for Renewable Energy Sources and Grid Integration Applications," 2021 *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Phoenix, AZ, USA, 2021.
- [12] B. Zhao and X. Zhang, "An Efficiency-Oriented Two-Stage Optimal Design Methodology of High-Frequency LCLC Resonant Converters for Space Travelling-Wave Tube Amplifier Applications," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 2, pp. 1068–1080, Feb. 2020.
- [13] C.W.T, McLyman, "Transformer and Inductor Design Handbook 4th Edition", CRC Press, 2011.
- [14] R. W. Erickson and D. Maksimovic, "Fundamentals of Power Electronics 3rd Edition", MA, Norwell, Kluwer, 2001.
- [15] K. Deb, A. Pratap, S. Agarwal and T. Meyarivan, "A fast and elitist multiobjective genetic algorithm: NSGA-II," in *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*, vol. 6, no. 2, pp. 182–197, April 2002.

- [16] P. -H. La and S. -J. Choi, "Direct Cell-to-Cell Equalizer for Series Battery String Using Switch-Matrix Single-Capacitor Equalizer and Optimal Pairing Algorithm," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 7, pp. 8625-8639, July 2022.
- [17] T. -Y. Im, P. -H. La, K. -W. Lee, and S. -J. Choi, "Multi-Objective Design Optimization for PCB Transformer in Bi-directional Converters", in *2022 KIPE Autumn Conference*, Nov 2022.
- [18] K. Venkatachalam, C. R. Sullivan, T. Abdallah and H. Tacca, "Accurate prediction of ferrite core loss with nonsinusoidal waveforms using only Steinmetz parameters", *Proc. IEEE Workshop Comput. Power Electron*, 36 - 41, 2002.
- [19] J. Allmeling, W. Hammer and J. Schönberger, "Transient simulation of magnetic circuits using the permeance-capacitance analogy," *2012 IEEE 13th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, Kyoto, Japan, 2012.
- [20] M. Luo, D. Dujic and J. Allmeling, "Modeling Frequency Independent Hysteresis Effects of Ferrite Core Materials Using Permeance - Capacitance Analogy for System-Level Circuit Simulations," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 12, pp. 10055-10070, Dec. 2018.
- [21] F. D. Freijedo, E. Rodriguez-Diaz and D. Dujic, "Stable and Passive High-Power Dual Active Bridge Converters Interfacing MVDC Grids," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 12, pp. 9561-9570, Dec. 2018.

Multi-objective Design Optimization of Transformer for Bidirectional DC-DC Converters

Tae-yeong, Im

Dept. of Electrical, Electronic
and Computer Engineering,

The Graduate School,

University of Ulsan

Supervised by Prof. Sung-Jin, Choi

ABSTRACT

As the demand for bidirectional power transfer systems, such as Battery Energy Storage Systems (BESS), continues to grow, bidirectional converters are gaining popularity. Additionally, due to their high voltage and voltage conversion characteristics, these systems require isolated designs using transformers, leading to active research in this area. This paper employs a multi-objective optimization design algorithm, namely Non-dominated Sorting Genetic Algorithm-II (NSGA-II), to optimize the volume and energy efficiency of isolated bidirectional converters. This algorithm allows for the simultaneous analysis of trade-offs arising from different design parameter combinations, and it necessitates additional optimization research regarding the overall energy efficiency based on derived design parameter combinations in accordance with bidirectional operation sequences.

This paper proposes a multi-objective optimization design algorithm aimed at

optimizing the volume of magnetic components and overall converter losses in isolated bidirectional converters. The emphasis is on battery system application converters designed to reduce volume and increase energy efficiency. The proposed algorithm utilizes NSGA-II to generate 200 design candidates optimized for magnetic component volume and converter power losses. These candidates are evaluated through PLECS-integrated simulations to analyze bidirectional power efficiency and energy efficiency concerning battery charger sequences, thus determining a single optimal design point. This approach offers the advantage of analyzing system energy efficiency throughout the optimization design process, unlike conventional optimization designs.

The proposed algorithm is applied to two types of converter designs: a 20W 2-switch forward converter for battery equalization and a 12.5kW DAB converter for battery charger. The simulation compares the volume and losses of converters produced through the conventional design approach and the proposed algorithm. Furthermore, a hardware implementation of a 20W battery equalizer and a 12.5kW battery charger HIL simulation is designed using the proposed algorithm to compare hardware volume, converter power, and energy losses with those of the conventional design approach. The converters designed using the proposed algorithm exhibit reduced volume and the highest converter power and energy efficiency, making them highly beneficial for isolated bidirectional systems requiring battery chargers.

Keywords : Isolated Bidirectional DC-DC Converter, Multi-objective Optimization Algorithm, Non-dominated Sorting Genetic Algorithm-II (NSGA-II), Optimal Converter Design.